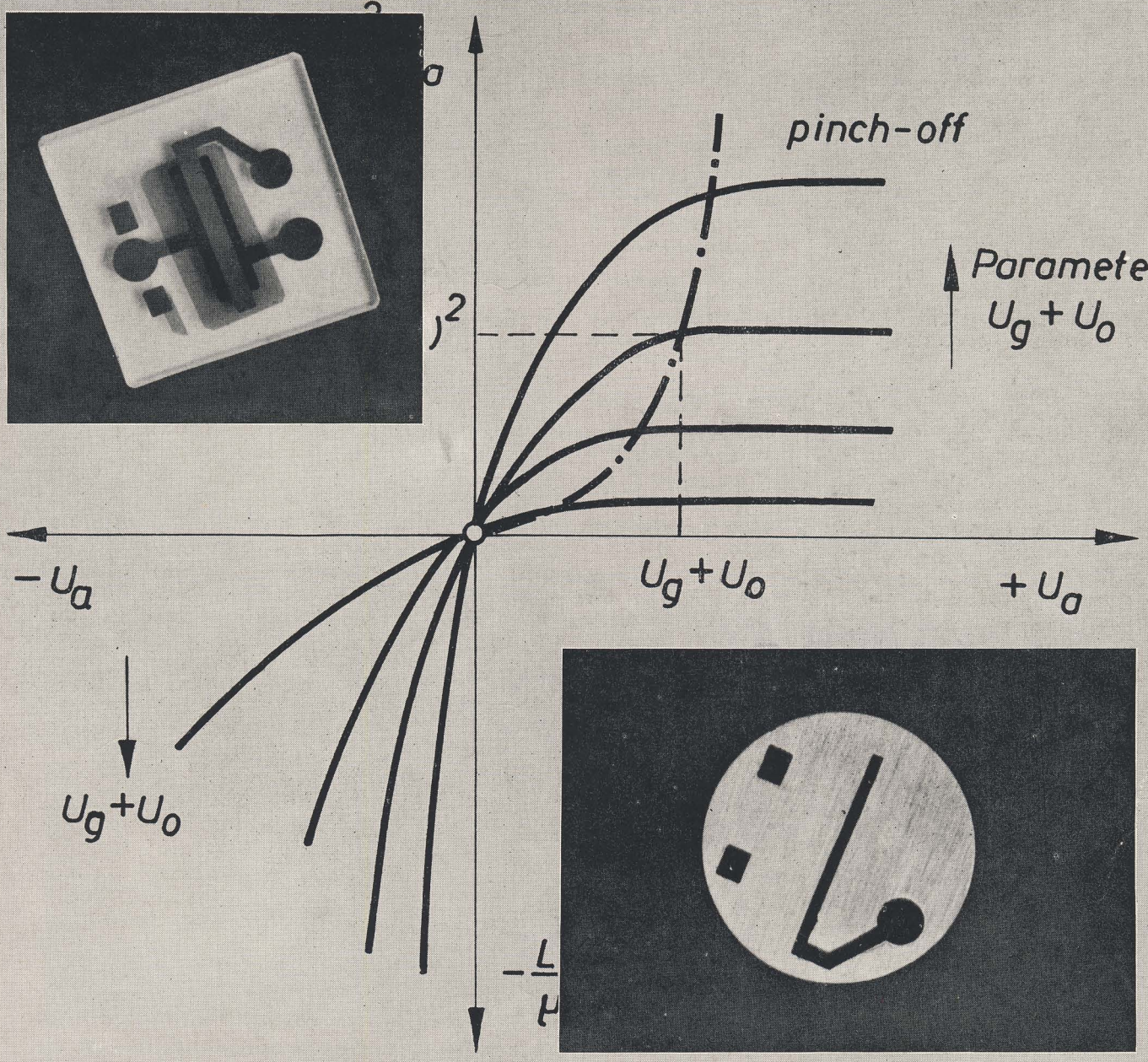
radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

- UKW-Stereosteuerteil von Rundfunkempfängern
- Bauanleitung: UKW-Super mit Transistoren
- Messe in Poznan
- Fernsehempfang ohne Ruhestörung

17 | SEPTEMBER 1965



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

PREIS 2,00 MDN

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

A 5733 D

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 514

Die XXXIV. Internationale Messe in Poznań 515

Dipl.-Ing. G. Schumann
UKW-Stereosteuerteil von Rundfunkempfängern 518

R. Barkowsky
Meßfehler bei Spannungs- und Dämpfungsmessungen infolge Fehlanpassung der Meßspannungsquelle und des Spannungsmessers im UHF-Gebiet, Teil 2 und Schluß 523

Neues aus der internationalen Elektronik 525

Ausgangsspannung und Innenwiderstand bei geregelten HF-Generatoren 526

K. Sturm
Röhreninformationen Doppeltetroden SRS 4451 und SRS 4452 527

Aus der Reparaturpraxis 529

Eberhard Müller
Bauanleitung: UKW-Super mit Transistoren Teil 1 531

Reinhard Kubitza
Anleitung zur Modernisierung des TV-Empfängers „Alex", Teil 2 und Schluß 534

Fernsehempfang ohne Ruhestörung 538

Aufsprech- und Wiedergabeverstärker mit Silizium-Planartransistoren für Kleinsttonbandgeräte 539

Bestimmung von Widerständen durch Strom- und Spannungsmessungen 542

OBSAH

Oznámeni a zprávy 514

Poznaňský mezinárodní veletrh 1965 515

Dipl.-Ing. G. Schumann
Řídicí díl vkv-přijímačů pro příjem stereofonního rozhlasu 518

R. Barkowsky
Chyby při měření napětí a útlumu na decimetrových vlnách vlivem nepřizpůsobení zdroje a měřicího přístroje, díl druhý a závěr 523

Novinky ze zahraniční elektroniky 525

Výstupní napětí a vnitřní odpor řízených vysokofrekvenčních generátorů 526

K. Sturm
Informace o elektronkách Dvojité tetrody SRS 4451 a SRS 4452 527

Z opravářské praxe 529

Eberhard Müller
Stavební návod: vkv-superhet s tranzistory 531

Reinhard Kubitza
Návod k modernizaci televizoru „Alex", díl druhý a závěr 534

Příjem televize bez rušení okolí 538

Záznamové a reprodukční zesilovače s křemíkovými planárními tranzistory pro miniaturní magnetofony 539

Určení odporů měřením proudu a napětí 542

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 514

XXXIV Международная ярмарка в Познане 515

Диплом-инж. Г. Шуман
Блок стерео-управления в УКВ приемнике 518

Р. Барковский
Погрешности при измерении напряжения и затухания в дециметровом диапазоне, вызванные неточностью согласования источника напряжения и измерительного прибора ч. 2-я и окончание 523

Новое в международной электронике 525

Напряжение и сопротивление на выходе регулируемых генераторов ВЧ 526

К. Штурм
Информация об электровакуумных и газоразрядных приборах Двойные тетроды SRS 4451 и SRS 4452 527

Из работы ремонтных мастерских 529

Эбергард Мюллер
Самодельный УКВ приемник на транзисторах 531

Рейнгард Кубица
Модернизация телевизора «Алекс», ч. 2-я и окончание 534

Прием телевидения без нарушения тишины 538

Миниатюрный магнитофонный усилитель записи и воспроизведения на планарных кремниевых транзисторах 539

Определение сопротивления измерением тока и напряжения 542

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschr.: 011 441 Technikammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakt.: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36 (DAMW)

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat. Einzelheft 2,00 MDN

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P.O.B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P.P.K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Palatul Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P.O.B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 514

XXXIVth International Fair in Poznań 515

Dipl.-Ing. G. Schumann
VHF Stereo Control Unit of Broadcast Receivers 518

R. Barkowsky
Measuring Errors of Voltage and Attenuation Measurements Due to Mismatching of the Measuring Voltage Source and the Voltmeter in the UHF Range (Part 2 and Conclusion) 523

International Electronics News 525

Output Voltage and Internal Resistance of Regulated H.F. Generators 526

K. Sturm
Tube Informations Double Tetrodes SRS 4451 and SRS 4452 527

Repair Practice 529

Eberhard Müller
Instruction for Home Construction: VHF Super with Transistors (Part 1) 531

Reinhard Kubitza
Instruction for Modernizing the TV Receiver "Alex" (Part 2 and Conclusion) 534

Television Reception without Disturbance 538

Recording and Playback Amplifier with Silicon Planar Transistors for Miniature Tape Recorders 539

Determination of Resistances by Means of Current and Voltage Measurements 542

Titelbild: Die im VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder entwickelten Dünnschichttransistoren zeichnen sich u. a. durch einen sehr großen Eingangswiderstand aus. Näheres darüber erfahren Sie im nächsten Heft.

Die KW-Ausbreitung im Juli 1965 und Vorschau für Okt. 1965

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

KW-Ausbreitung im Juli 1965

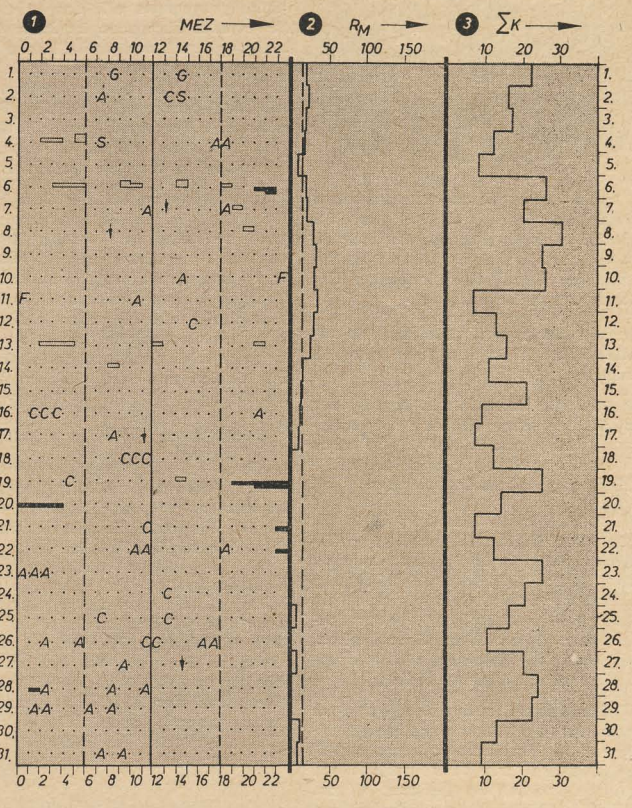
❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

△f/f
+ 41% und darüber
+ 31 ··· + 40%
+ 21 ··· + 30%
+ 20 ··· − 20%
− 21 ··· − 30%
− 31 ··· − 40%
− 41% und weniger
Mögel-Dellinger-Effekt

A = Abdeckung
C = Gerätestörung
F = Streuung
S = atmosphärische Störungen oder Fadings
N = Messung nicht interpretierbar
G = Ionisationsdichte der Schicht für brauchbare Messung zu gering
R = selektive Dämpfung

❷ gemessene Sonnenflecken-relativzahlen (R_M)

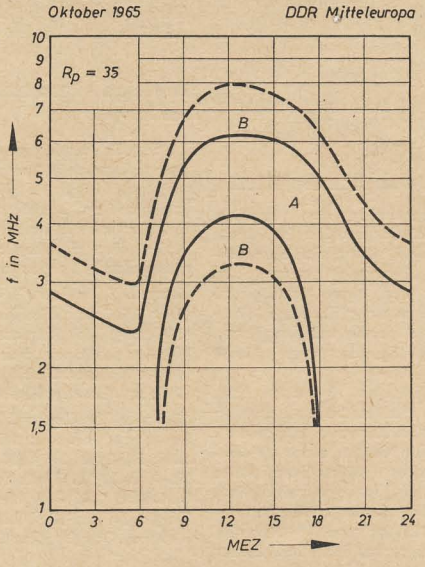
❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern ▶



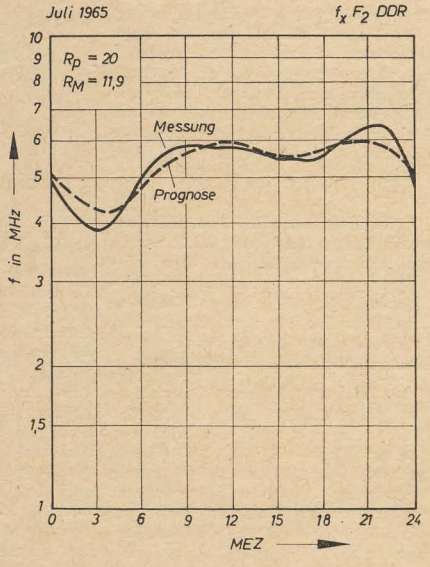
Vorschau für Oktober 1965

Sendeleistung: 100 W
Mindestfeldstärke: 10 μV/m
Entfernung: 0···600 km
A = sicherer Verkehr
B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen ▼

Frequenzberatung



Gegenüberstellung Prognose/Messung



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Elektrische Eigenschaften von Dünnschichttransistoren
- Bauanleitung: Ein Rechteckwellengenerator mit geringem Aufwand
- Farbfernsehsysteme
- Einfachplattenspieler „Ziphona P 15"
- Das magnetische Stereoabtastsystem 5 MSD mit Diamantabtastnadel

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Ein neuer Fernsehkanalumsetzer** wurde am 5. August in Rittersgrün (Bezirk Karl-Marx-Stadt) in Betrieb genommen. Technische Daten: Sendefrequenz: Kanal 5, Polarisation der Sendeantenne: horizontal.

▼ **Die Serienproduktion von 65-cm-Bildröhren** lief in den Vakuumwerken Lwow an.

▼ **Die 11. Internationale Tagung der Elektrotechniker** (früher Weimartagung) findet vom 7. bis 13. November in Berlin statt, nicht, wie im Heft 1 (1965) angegeben, im Oktober.

▼ 1964 wurden in den USA **für 320 Mio. Dollar Transistoren** gefertigt, womit der Höhepunkt erreicht sein dürfte. 1965 wird der Rückgang einsetzen, dafür erwartet man ein sprunghaftes Ansteigen der Produktion von integrierten Schaltkreisen, für die sich erstmalig ein Massenbedarf abzuzeichnen scheint.

▼ **Großbritannien** hat sich jetzt doch noch für die Übernahme des westdeutschen Farbfernsehsystems „PAL" entschieden, wie aus zuständigen Kreisen in London bekannt wurde. Obwohl offiziell keine Entscheidung mitgeteilt wurde, sollen die britischen Rundfunk- und Postbehörden, die in Wien für die Einführung des amerikanischen Systems in Europa optiert hatten, zur Befürwortung des westdeutschen Systems übergegangen sein. Man hat, so hieß es, in Großbritannien den Eindruck, daß das PAL-System nicht nur gut ist, sondern der britischen Industrie auch die Möglichkeit geben wird, auf dem Kontinent Farbfernsehgeräte abzusetzen.

▼ **Die erste transistorisierte Datenverarbeitungsanlage der ČSSR** wurde vom tschechoslowakischen Computer-Forschungsinstitut Experten des Ministeriums für Schwermaschinenbau vorgeführt. Sie ist für kleinere und mittlere Industrieunternehmen sowie für staatliche Behörden bestimmt.

▼ **164 bis 167 Millionen Fernsehgeräte** gab es zu Jahresbeginn auf der Welt. In Europa wird die Zahl der Fernsehgeräte auf 42,5 Millionen geschätzt. Mit der Ausstrahlung neuer Fernsehprogramme wurde im vorigen Jahr in Liberia, Äthiopien, Pakistan, Aden, Barbados und auf den Antillen begonnen.

▼ **Polyvision** nennen französische Schulfunkexperten ein neuartiges Fernsehübertragungssystem für Klassenzimmer. Mit Hilfe einer Kombination von Spiegeln wird das Fernsehbild vom Empfangsgerät via Zimmerdecke direkt zum Platz der Schüler projiziert, so daß jeder für sich das Fernsehbild bequem empfangen kann, ohne den Nachbarn zu stören.

▼ **Der Abnutzungsgrad von Kfz-Reifen** kann mit Hilfe eines von ungarischen Wissenschaftlern entwickelten Verfahrens mit Hilfe von radioaktiven Isotopen ermittelt werden.

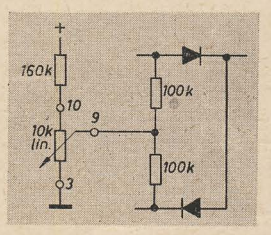
▼ **Als Radio und Telefon** kann ein Taschentransistorgerät benutzt werden, das von bulgarischen Technikern entwickelt wurde. Mit ihm lassen sich drahtlose Sprechverbindungen zu jedem Fernsprechposten innerhalb eines Stadtnetzes herstellen.

▼ **Mit den Sendungen eines zweiten Fernsehprogramms** will das tschechoslowakische Fernsehen im Jahre 1970 in Prag, Bratislava und Ostrava beginnen. Im Jahre 1970, zu Beginn der Sendungen des zweiten Programms, soll das tschechoslowakische Fernsehen im I. Programm bereits 70 Stunden je Woche und im II. Programm 7 Stunden je Woche ausstrahlen.

▼ Zum erstenmal in der Geschichte der elektronischen Datenverarbeitung fand jetzt **eine telefonische Zusammenarbeit zwischen zwei Anlagen** über eine Entfernung von 1200 km statt. Ein kleiner Computer in Brüssel übermittelte einem großen elektronischen Rechenzentrum in Oslo eine Aufgabe telefonisch und erhielt kurze Zeit darauf auf dem gleichen Weg die Lösung.

▼ **In Israel** gibt es etwa 20 000 Fernsehempfänger, aber keinen Fernsehsender. Man empfängt aus Amman, Beirut, Damaskus und Kairo. Wie wir im vorigen Heft berichteten, ist aber bereits das erste Fernsehzentrum in der Nähe von Tel Aviv im Bau.

▼ **Berichtigung:** Wir bitten, in dem Beitrag „Anleitung zur Modernisierung des TV-Empfängers Alex" im Heft 16 folgende Änderungen nachzutragen: Bei dem Fernbedienungsschalter im Bild 1 muß Punkt 3 an Masse und der 20-kΩ-Widerstand an Plusspannung liegen. Der Regler „Zeilenkipp fein" im Bild 4 ist wie folgt zu ändern.



Fernsehbild von Schallplatten

Der Forschungsleiter der Westinghouse Electric Corporation berichtete in Florida (USA) über ein elektronisches System, „Phonovid" genannt, das Fernsehbilder von einer Schallplatte abspielt, und zwar gibt die gleiche Langspielplatte neben unbeweglichen Bildern auch Sprache und Musik wieder.
Ton- und Bildsignal befinden sich beide in der Plattenrille und werden beide von der Plattennadel abgetastet. Auf den beiden Seiten einer „Videodisc" genannten 30-cm-Schallplatte und bei einer Drehgeschwindigkeit von $33^1/_3$ Umdrehungen je Minute können bis 400 Bilder und 40 Minuten Ton gespeichert werden. Die Bilder können Zeichnungen, Diagramme, gedruckten Text oder fotografische Aufnahmen enthalten.
Die Schallplatte wird auf einer gewöhnlichen Drehscheibe abgespielt, und Bild und Ton erscheinen auf einer beliebigen Zahl von Fernsehempfängern. Jedes Teilstück der Schallplatte kann angehalten, übersprungen oder wiederholt werden, man braucht nur mit der Hand den Tonarm anzuheben. Während der Tonunterbrechung läuft das Bild auf dem Schirm weiter, so daß Diskussionen geführt und Hervorhebungen oder Erklärungen abgegeben werden können. Der Betrieb ist nicht schwieriger als das Abspielen einer Schallplatte auf einem wiedergabetreuen Heimgerät.
Das Phonovidsystem ist vorhandenen Ton- und Fernsehanlagen kompatibel, und zwar kann es ohne Änderung in normale und industrielle Fernsehsendeanlagen eingebaut werden. In Fernsprechanlagen können Bilder über gewöhnliche Fernsprechleitungen übertragen werden.
Beim Plattenspieler und Fernsehbildabspielgerät handelt es sich um übliche Ausführungen. Der wesentliche Bauteil jedoch, der die Verbindung zwischen beiden herstellt und die Fernsehbildabspielung ermöglicht, besteht aus elektronischen Spezialschaltungen, die eine als Abtastkonverter bezeichnete Vorrichtung darstellen.
Im Phonovidsystem wird eine Fernsehabtasttechnik angewendet, die derjenigen ähnelt, die in Wettersatelliten und Raumsonden bei der Funkübermittlung von Fernsehbildern aus Signalen benutzt wird. Die von der Schallplatte gegebene Information wird in elektronischen Spezialspeicherröhren des Abtastkonverters gespeichert. Die Röhren bauen alle sechs Sekunden ein vollständiges Fernsehbild auf und geben es wieder. Während das eine Bild wiederholt wiedergegeben wird, wird das nächste aus der Bildinformation in den Plattenrillen erzeugt.
Westinghouse entwickelt jetzt die Studioeinrichtung, in der ein Benutzer des Phonovidsystems sein eigenes Seh- und Hörprogramm aufstellen kann. Das Verfahren besteht im wesentlichen in der Aufzeichnung der Fernsehbilder mittels einer Langzeitabtastfernsehkamera und ihrem Aufspeichern auf einem langsam laufenden Magnetband mit einer in normalen Heimbandgeräten üblichen Breite (0,635 cm) und Geschwindigkeit (19,05 cm/s). Sprache oder Musik werden gleichzeitig auf dem Band aufgenommen. Das Band wird unmittelbar durch die Phonovidrückspieleinrichtung abgespielt, oder es wird eine Modellplatte geschnitten, aus der Abzüge gepreßt werden, falls eine Anzahl Programmkopien gewünscht wird.

Wichtige Literaturzusammenstellungen

Dem Bulletin wichtiger Literaturzusammenstellungen 6 und 7 (1965) entnahmen wir folgende Literaturhinweise. Interessenten haben die Möglichkeit, bei der als Herausgeber genannten Stelle eine Fotokopie der Literaturzusammenstellungen zu bestellen.

Literatur über Laser (Nachtrag 1)
(DK: 535.3:535.891:608.3).
Lit.-Nr.: 14/65. Titelanzahl: 30 (8 S.).
Mit Annotationen. Nur Patente.
Hrsg.: Universitätsbibliothek. TWA.
69 Jena, Goetheallee 6

Literatur über Laser (Nachtrag 2); vorhergehendes Verz.: 167 Titel)
(DK: 535.3:535.891; 608.3).
Lit.-Nr.: 27/65. Titelanzahl: 62 (13 S.).
Berichtsz.: 1961–65. Nur Patente.
Hrsg.: Universitätsbibliothek, TWA.
69 Jena, Goetheallee 6

„Prawda"-Seiten werden nach Leningrad „telefoniert"

Die Filiale der „Prawda"-Druckerei in Leningrad erhält jetzt auf telefonischem Wege die druckfertigen Seiten der Zeitung aus der Zentrale in Moskau. Die Seiten werden als Telefotos über das Telefonnetz übermittelt. Mit Hilfe eines speziellen Klischierverfahrens werden von den Telefotos Druckplatten für die Rotationsmaschinen angefertigt. Auf Grund dieses Verfahrens erhalten die Leningrader die „Prawda" jetzt ebenfalls wie die Moskauer am Morgen.
Das „Zeitungstelefon" Moskau-Leningrad ist das erste seiner Art in einem ganzen System, an dem man gegenwärtig in der Sowjetunion arbeitet.

Elektronik in der Medizin

140 Bewegungen mit einer künstlichen Hand

140 verschiedene Bewegungen können mit einer elektronischen Handprothese ausgeführt werden, die auf dem internationalen Kongreß für Elektronik in Rom gezeigt wurde. Die künstliche Hand wird direkt von den Gehirnzellen aus gesteuert.
Die vom traumatologischen Zentrum des italienischen Unfallversicherungsinstituts entwickelte künstliche Hand soll zu den vollkommendsten Prothesen gehören, die je entwickelt wurden. Sie hat eine Masse von 750 Gramm und ist imstande, eine Masse von 15 Kilogramm zu heben. Die Steuerungsimpulse werden auf dem Wege der bioelektrischen Energieübertragung gegeben. Zwei Elektroden nehmen die vom Gehirn ausgehenden Potentiale über die Muskeln ab. Batterien verstärken die elektrischen Impulse, so daß ein Mikromotor den Daumen in Gegenstellung zum Zeigefinger und zum Mittelfinger bringen kann. Die beiden anderen Finger werden nicht direkt angetrieben, sind aber in der Lage, mit den anderen zusammenzuwirken. Der Mechanismus funktioniert so feinfühlig, daß man mit Recht von einem künstlichen Fingerspitzengefühl sprechen kann.

Stimmbandersatzgerät

Die Rolle der Stimmbänder kann ein in der Sowjetunion entwickeltes Gerät übernehmen. Wie der Leiter des Zentrallaboratoriums für Gehörprothesen der UdSSR berichtete, besteht der stimmbildende Apparat aus einem elektromagnetischen Vibrationssystem mit einem beweglichen Kern, der eine Membran in Schwingungen versetzt. Zusammen mit entsprechenden Bewegungen der Halsmuskeln und Artikulationsorgane verhilft der Apparat dem sprachgeschädigten Patienten zu deutlicher Sprache.
Das Gerät könnte vor allem dann gute Dienste leisten, wenn die Chirurgen bei der Behebung eines krankhaften Leidens zur Kehlkopfausschneidung greifen müssen. Nach der Operation kann der Patient die Membran des Gerätes gegen die Narbe drücken und dabei Bewegungen des Mundes und der Halsmuskulatur vollziehen, die beim normalen Sprechen vorkommen. Das Gerät setzt die Bewegungen in elektrische Impulse um, die über entsprechende technische Einrichtungen in hörbare Sprache verwandelt werden. Beim Training sollten die Patienen mit einfachen Worten beginnen und erst allmählich zu schwierigeren Sätzen übergehen.

Elektronenrechenmaschine diagnostiziert Geschwülste

Sehr genaue Diagnosen kann eine spezielle elektronische Rechenmaschine stellen, die im Moskauer Onkologie-Institut aufgestellt worden ist. Die Datenverarbeitungsanlage ist mit einem speziellen Programm ausgerüstet worden, das es erlaubt, bestimmte Formen von Geschwülsten zu diagnostizieren.
Die Zuverlässigkeit bei der Erkennung von Brustkrebs beträgt 97 Prozent. Die Maschine kann nicht nur zur unmittelbaren Diagnose verwendet werden, sondern hilft den Ärzten auch bei der Klärung mathematischer Gesetzmäßigkeiten in der Medizin. Werden solche Gesetzmäßigkeiten gefunden, so lassen sie sich in Tabellen umsetzen, die den Ärzten helfen, auch ohne Maschine schnelle und zielsichere Diagnosen zu stellen.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

14. JAHRGANG · 1. SEPTEMBERHEFT 17 1965

Die XXXIV. Internationale Messe in Poznań

In diesem Jahr war in Leipzig Jubiläumsmesse; in diesem Jahr war es uns möglich, ausführlich über die Messe in Hannover zu berichten. Trotzdem – und das spricht sehr für die Qualität der XXXIV. Internationalen Messe in Poznań – fanden wir auf der IMP elektronische Geräte, die uns neu erschienen und die unsere Leser sicherlich interessieren werden.

Für die IMP sind andere Charakteristika maßgebend als etwa für Leipzig oder für Hannover. Dies zeigt sich u. a. darin, daß unter den Exponaten des Fachgebiets Elektronik die Meßtechnik mit weitem Abstand den Vorrang hatte, wobei wiederum die modernen, aber bereits bewährten Typen vor den absoluten Neuheiten rangierten. Diese Tendenz, die z. B. bei der Kollektivausstellung der DDR klar zutage trat, war auch bei den Ausstellungen anderer Länder deutlich zu erkennen.

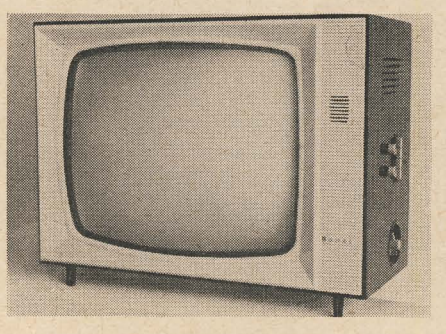
Auch das Ausland trat auf der IMP in anderen Proportionen auf. Zum Beispiel traten auf dem Gebiet der Elektronik die englischen Firmen – natürlich nach dem Gastgeberland – sowohl in Quantität wie nach Qualität besonders stark in Erscheinung – was man weder von Leipzig noch von Hannover sagen kann. Auffallend im negativen Sinn war dagegen die US-amerikanische Kollektivausstellung. Abgesehen von wenigen rühmlichen Ausnahmen (Nuclear Chicago Corp., Ballantine Laboratories Inc. und Telonic Industries Inc.) hatten die amerikanischen Firmen zwar einige TV- und Rundfunkempfänger und auch einige Meßgeräte hingestellt, aber ihr Interesse an der Messe in Poznań ging nicht soweit, technische Vertreter zu entsenden oder Prospekte zu schicken. Es war daher unmöglich, irgendwelche technische Informationen zu erhalten. Das gilt für die Firmen: The Fisher Radio Corp., Zenith, RCA, Sylvania, und Westinghouse. Man kann sich des Eindrucks nicht erwehren, daß es diesen Firmen nur darauf ankam, in Poznań eine Show abzuziehen, aber nicht darauf, in einer ernstzunehmenden Ausstellung ihrer Produkte die Fragen ernsthafter Interessenten zu befriedigen. Die ganze jahrmarktzirkus-ähnliche Anlage der US-amerikanischen Kollektivausstellung mußte diesen Eindruck verstärken. Wir bewunderten die Geduld unserer polnischen Freunde.

Alles in allem: Die Internationale Messe in Poznań hat ihr durchaus eigenes Gesicht. Man kann sie nicht ohne weiteres mit anderen Messen, auch nicht mit Leipzig, vergleichen, weil die anzulegenden Maßstäbe nicht die gleichen sind – und man sollte auch nicht den Versuch unternehmen, dies zu tun.

Schäffer

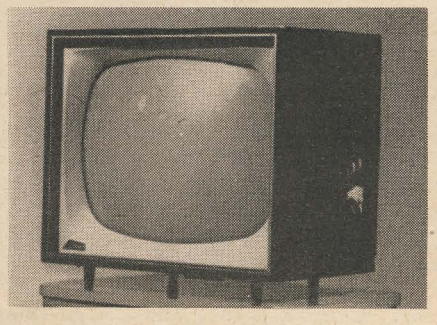
FERNSEHEN UND RADIO

Außer den bereits bekannten TV-Empfängern zeigte die Volksrepublik Polen einen neuen Typ TOPAZ. Der Empfänger besitzt eine 47-cm-Rechteckröhre mit gewölbter Schutzscheibe und ist für die OIRT- und CCIR-Norm ausgelegt. Seine Eingangsstufe ist in Kaskodeschaltung ausgeführt, der Empfang erfolgt auf 12 Kanälen in den Bändern I und III. Normale Automatikschaltungen ergänzen seinen Komfort. Unter den standardisierten TV-Empfängern, die von der ČSSR schon auf der Leipziger Jubiläumsmesse ausgestellt waren, befand sich der neuentwickelte Empfänger MIMOSA 4213-U-1 mit einer 53-cm-Bildröhre. Der Kaskodetuner besitzt eine PCC 88, und der Bild-ZF-Verstärker ist mit der Spanngitterregelröhre EF 183 ausgerüstet. Der Empfänger ist für die OIRT-Norm ausgelegt und besitzt einen Tonbandanschluß.

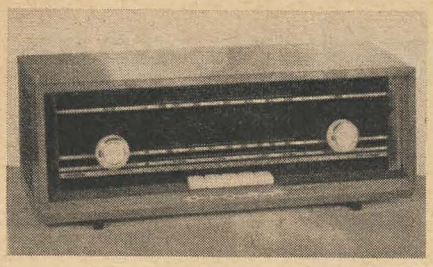


TV-Empfänger Topaz, VR Polen

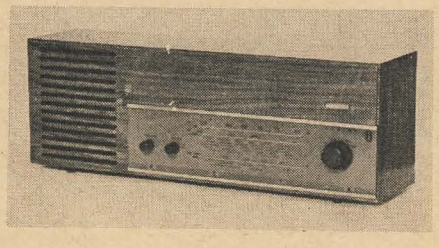
Recht vielseitig war das Angebot an Rundfunkempfängern des polnischen Außenhandelsunternehmens Universal.



TV-Empfänger Mimosa 4213 U-1, ČSSR



Transistor-Heimempfänger Romans, VR Polen



Kleinsuper Beta, VR Polen

ROMANS ist ein volltransistorisierter schnurloser Heimempfänger mit den Wellenbereichen LW, MW und KW. Das Gerät besitzt 9 Transistoren und 2 Dioden, die Stromversorgung erfolgt durch 6 × 1,5-V-Heizelemente. Seine Ausgangsleistung beträgt 1 W, Anschlüsse für Plattenspieler und Tonbandgerät sind vorhanden.

Folgende Transistortaschengeräte wurden erstmalig vorgestellt: Kleinstempfänger MINI; nur mit Ohrhörer, Ausgangsleistung 30 mW, 3 Transistoren, 3-V-Batterie, MW. Taschenempfänger ARA; Ausgangsleistung 50 mW, 7 Transistoren, 3-V-Batterie, LW und MW.

Taschenempfänger MINOR; Ausgangsleistung 100 mW, 6 Transistoren, 6-V-Batterie, LW und MW.

In moderner flacher Form präsentierte sich der röhrenbestückte Rundfunkempfänger BETA mit den Wellenbereichen LW, MW und UKW. Er besitzt 6 AM- und 9 FM-Kreise, und die Ausgangsleistung beträgt 1,3 W.

Eine ebenfalls moderne Form zeigte der Rundfunkempfänger GOPLANA-LUX. Seine technischen Daten sind: Wellenbereiche LW, MW KW und UKW; 7 AM- und 9 FM-Kreise; Ausgangsleistung 1,7 W; Plattenspieler- und Tonbandanschluß.

Erstmalig wurde ein Stereoempfänger DOMINO-STEREO gezeigt, leider waren weder technische Auskünfte noch Unterlagen erhältlich. Es scheint sich um einen Prototyp zu handeln.

ELEKTRONISCHE MESSGERÄTE

Aus dem reichhaltigen Meßgeräteangebot der Volksrepublik Polen stellen wir nachfolgend einige Geräte vor.

Oszilloskop OSA 601

Das Oszilloskop ist ein Universalmeßgerät mit einer Bandbreite von 60 MHz und einer Empfindlichkeit von 50 mV/cm. Durch Tunneldiodenschaltung kann eine Triggerauslösung bis 100 MHz erzielt werden. Ein spezieller Samplingzusatz erweitert die Bandbreite bis zu 1000 MHz.

Durch Spezialzubehör, wie z. B. logische Steuerungen und Zeitmarkengeber, wird die Anwendung des Oszilloskops erleichtert. Die verwendete neue Katodenstrahlröhre wird mit einer 12-kV-Spannung betrieben, die zusammen mit dem aluminisierten Phosphor P 31 eine große Helligkeit und Schreibgeschwindigkeit gewährleistet.

X-Verstärker

Bandbreite:	0···2,5 MHz
Empfindlichkeit:	0,3 V/cm, 1 V/cm, 10 V/cm

Y-Verstärker mit Einzelablenkungsteil

Bandbreite:	Gleichstrom bis 60 MHz 1fach 5 Hz···40 MHz 10fach
Anstiegszeit:	6 ns 1fach, 9 ns 10fach
Empfindlichkeit:	50 mV/cm···20 V/cm (1fach) 5 mV/cm···2 V/cm (10fach)

Doppelablenkanlage

Bandbreite:	0···40 MHz
Anstiegszeit:	9 ns
Empfindlichkeit:	50 mV/cm···20 V/cm

Samplinganlage Y 14

Bandbreite:	0···1000 MHz
Anstiegszeit:	0,35 ns
Empfindlichkeit:	50 mV/cm

Tieftongenerator GB–64

Dieser Tieftongenerator erzeugt sinusförmige, rechteck- und nadelimpulsförmige Schwingungen im Frequenzbereich von 0,01 Hz···11,1 kHz.

Der Generator ist für Anwendungen in der Regelungstechnik, Kerntechnik, in der Elektromedizin sowie in der elektrischen Meßtechnik bestimmt.

Frequenzgenauigkeit:	von 0,01··· 0,1 Hz ≦ ± 1,5% von 0,1 ···1000 Hz ≦ ± 1% von 1 ··· 11,1 kHz ≦ ± 2,5%
Sinusspannung:	0···60 V
Rechteckimpulsspannung:	20 V
Anstiegs- und Abfallzeit:	≦ 4 µs
Nadelimpulsspannung:	20 V
Impulsbreite:	10 µs
Anstiegs- und Abfallzeit:	≦ 4 µs

Rauschgenerator GS-2

Der Rauschgenerator dient für Messungen der Geräuschzahl (Grenzempfindlichkeit) von Verstärkern und Empfängern, die im Frequenzbereich von 3···300 MHz arbeiten. Er ermöglicht das optimale Anpassen und Abstimmen der Verstärkungsstufen hoher Frequenz. Der Generator kann auch als Widerstands-Standardgerät dienen, für 75 Ω ± 5% im Bereich von 0···300 MHz bei Belastung bis 0,1 W.

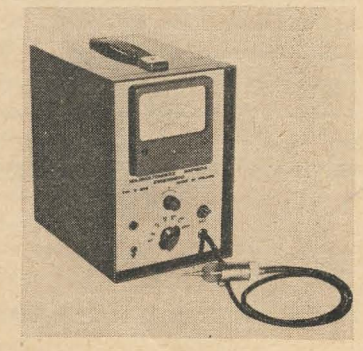
Geräuschmeßbereich:	0···15 dB ($1···31{,}6\ kT_0$)
Eichgenauigkeit:	± 0,3 dB
Ausgangswiderstand:	75 Ω
Stehwellenverhältnis:	1,2

Geräuschzahländerung bei ± 10%

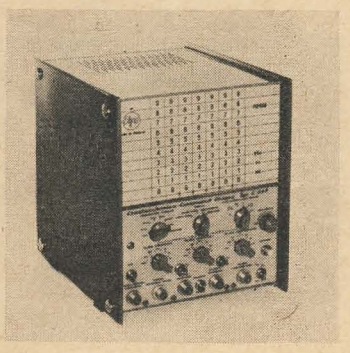
Röhrenmillivoltmeter V-614

Das Millivoltmeter ist zur Messung von kleinen Wechselspannungen im Frequenzbereich von 10 kHz···300 MHz bestimmt.
Meßbereich der Wechselspannungen: 1 mV···1 V
Unterbereiche: 10, 20, 50, 100, 300 mV und 1 V
Meßgenauigkeit der sinusförmigen Wechselspannungen: ± 3,5%

Oszilloskop OSA 601, VR Polen

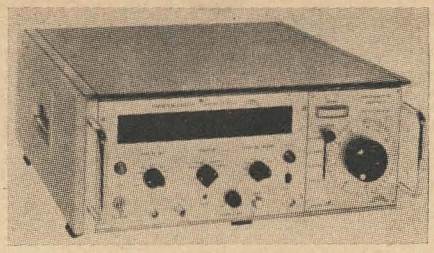


Röhren-Millivoltmeter V-614, VR Polen



Frequenzmesser C 544, VR Polen

Zählfrequenzmesser 1417/3 M 1, Marconi Instruments Ltd.



Zählfrequenzmesser HA 200, Ferisol

Wobbelgenerator SM-2000, Telonic Industries Inc.

Frequenzmesser – elektrischer Zeitmesser C 544

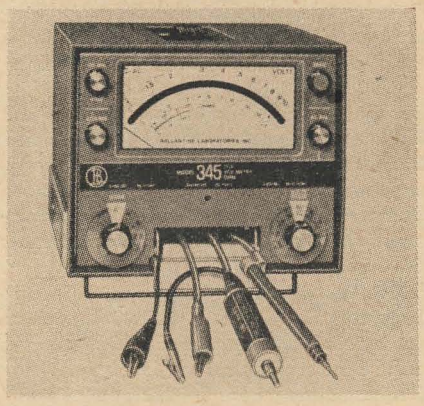
Folgende Messungen können mit diesem Gerät durchgeführt werden:

1. Frequenzmessungen f_x von periodischen, sinusförmigen, verzerrten und impulsartigen Verläufen
2. Zeitmessungen t_x zwischen zwei elektrischen Impulsen oder Spannungssprüngen in einem oder zwei elektrischen Kreisen
3. Periodenmessungen T_x von periodischen, sinusförmigen, verzerrten und impulsartigen Verläufen
4. Frequenzverhältnis-Messungen f_x/f_z von periodischen, sinusförmigen, verzerrten und impulsartigen Verläufen
5. als Musterfrequenzquelle

Frequenzmeßbereich f_x:	200 Hz···1,2 MHz
Genauigkeit:	$\pm 10^{-6} f_x \pm 0{,}01$ Hz
Zeitmeßbereich t_x:	40 μs···10 000 s
Genauigkeit:	$\pm 10^{-6} t_x$
Musterfrequenz:	1 MHz, 100 kHz, 10 kHz, 1 kHz, 100 Hz, 10 Hz und 1 Hz
Genauigkeit:	$10^{-6} f_w$
Frequenzmeßzeit:	1 ms, 10 ms, 100 ms, 1 ms, 10 s, 100 s

Das Transistor-Frequenzmeßgerät BM 439 aus der ČSSR ist im Frequenzbereich von 1···200 MHz zur Bestimmung der β_1-Frequenz geeignet. Es lassen sich npn- und pnp-Transistoren bis zu einer Kollektorleistung von 5 W messen.

Die englische Firma Marconi Instruments Ltd. stellte u. a. den digitalen Zählfrequenzmesser Typ 1417/3M1 aus, ein solides, modernes Instrument zur Messung von Frequenz, Periodendauer, Zeitintervallen und Frequenzverhältnissen.
Frequenzbereich: 0 Hz···10 MHz
Meßbereich bei Periodendauermessung: 0 Hz···5 MHz
Zeitmessung (min.): 0,2 μs
Genauigkeit bei Messung der Periodendauer
bei sinusförmiger Eingangsspannung von 0,25 V: $\pm$ 0,3% $\pm$ 0,1 μs
bei sinusförmiger Eingangsspannung von 2,5 V: $\pm$ 0,03% $\pm$ 0,1 μs
Anzeige: siebenstellig
Das Interessante an diesem Zählfrequenzmesser besteht darin, daß sein Frequenzbereich durch das Zusatzgerät TF 2400 bis zu 510 MHz erweitert werden kann.
Die englische Firma Digital Measurements Ltd. zeigte u. a. eine ganze Typenreihe digitaler Voltmeter. Das Spitzengerät ist das Gleichstromvoltmeter DM 2010 mit sechsstelliger Anzeige, einem Meßbereich von 10 μV···1,1 kV, automatischer Bereichsumschaltung und Polaritätsanzeige, einem Eingangswiderstand in den unteren



Gleichstrom-Wechselstrom-Voltmeter-Ohmmeter Typ 345, Ballantine Laboratories Inc.

Bereichen > 25 000 MΩ und einer Genauigkeit von 0,001%.
Aus der umfassenden Meßgeräteausstellung der englischen Firma Muirhead & Co. Ltd. sei hier der Frequenzkomparator K-146-A genannt. Er ermöglicht die Kontrolle von Frequenzen mit einer Genauigkeit von $\pm$ 0,005% durch laufenden Vergleich mit der Frequenz eines eingebauten Quarzes.
Ein Spitzengerät seiner Klasse ist ohne Zweifel der Zählfrequenzmesser HA 200 der französischen Firma Ferisol. In direkter Ablesung beträgt sein Frequenzbereich 10 Hz···20 MHz. Durch den Zusatzumformer HAF 500 kann der Frequenzbereich bis zu 530 MHz und durch den Einsatz des Überlagerungsfrequenzmessers HS 201 A bis zu 12 000 MHz erweitert werden. Die digitale Anzeige ist achtstellig; durch das digitale Schreibgerät BG 200 kann die Anzeige gleichzeitig in gedruckter Form erscheinen. Das Gerät ist voll transistorisiert. Bei direkter Ablesung beträgt der Frequenzbereich für die Periodendauermessung 0 Hz···1 MHz, die Genauigkeit $\pm$ 0,3% bei einer Minute. Eingangsspannung von 0,1 V_{eff}.
Die französische Firma Ribet-Desjardins zeigte u. a. den Signal- und Wobbelgenerator 412 B. Sein Frequenzbereich beträgt 350 MHz···960 MHz, seine Genauigkeit 1%, seine Ausgangsspannung 100 μV bis 0,1 V $\pm$ 2 dB über den Frequenzbereich 450···860 MHz.
Die amerikanische Firma Ballantine Laboratories Inc. stellte u. a. ihr neues Gleichstrom-Wechselstrom-Voltmeter-Ohmmeter Typ 345 mit logarithmischer Skala vor. Ballantine Laboratories verwenden prinzipiell nur logarithmische Skalen.

Gleichspannungsbereich: 0 V···1100 V
Wechselspannungsbereich: 0 V···350 V (mit Zusatzgerät bis 3000 V)
Widerstandsmeßbereich: 0,025 Ω···5000 MΩ
Frequenzbereich: 20 Hz···1000 MHz
Eingangswiderstand:
Gleichstrom: 112 MΩ
Wechselstrom: 10 MΩ || 1,2 pF
Genauigkeit bei
Gleichstrom: 1% von 1 V···1100 V
Wechselstrom: 2% von 1 V··· 350 V für die Frequenzen 50 Hz···100 MHz
Widerstandsmessung: 3% von 1 Ω···100 MΩ

Schließlich sei der Wobbelgenerator SM-2000 der amerikanischen Firma Telonic Industries Inc. erwähnt, der mit seinen verschiedenen Einschüben einen Frequenzbereich von 20 Hz···3000 MHz erreicht. Der Wobbelbereich beträgt 0,01···100 Hz, die Ausgangsspannung bei 3000 MHz: 0,2 V_{eff}, die Genauigkeit bei 3000 MHz: $\pm$ 3%.
Die DDR war auf dem Gebiet der elektronischen Meßtechnik mit einer Kollektivausstellung der führenden Industriebetriebe vertreten. Vom Standpersonal erfuhren wir, welche Geräte von den ausländischen Fachleuten besonders gefragt waren. So u. a.:

das Fehlerortungsgerät FOG 101 (VEB Funkwerk Dresden),
der Betriebsempfänger 1340.18 AO (VEB Funkwerk Köpenick),
die Kleinquarzuhr Typ 2019 (VEB Funkwerk Erfurt),
das Schwingungsmeßgerät SDM 6 (VEB Schwingungstechnik und Akustik),
das Kurzzeitmeßgerät MT 1 (Clamann & Grahnert).

Als ungünstig empfanden wir, daß die Firmenbezeichnungen unserer Betriebe nicht platzgebunden und übersichtlich angeordnet waren. Ausländischen Besuchern wurde dadurch die Orientierung unnötig erschwert.

Belter/Schäffer

UKW-Stereosteuerteil von Rundfunkempfängern

Dipl.-Ing. G. SCHUMANN

Mitteilung aus dem Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik (ZRF), Dresden

Ausgehend von allgemeinen Forderungen an den HF-ZF- und FM-Demodulatorteil von UKW-Stereogeräten – Empfang von Stereosignalen nach der FCC-Norm – werden die speziellen Empfängerparameter erläutert. Die Verzerrungen am Stereomultiplexsignal sowie Dimensionierungsvorschläge für die Stufen von UKW-Stereosteuerteilen werden behandelt. Der Beschreibung von zwei Schaltungsbeispielen folgen Angaben über durchgeführte Messungen.

Anforderungen an UKW-Stereosteuerteile

Die Stereofonie stellt einen weiteren Schritt zur naturgetreuen Schallübertragung dar. Es sind damit höchste Anforderungen an die Übertragungsgüte und speziell an den HF-ZF- und FM-Demodulatorteil des Steuerteils zu stellen.

Entsprechend der Erweiterung des Spektrums des Modulationssignals nach der FCC-Stereonorm bis auf 53 kHz ist eine größere Bandbreite des ZF-Teils erforderlich, um Amplituden- und Phasenfehler am Stereomultiplexsignal zu vermeiden. Dabei ist zu beachten, daß infolge der Senderdichte im UKW-Bereich eine gute Selektion des Empfängers Voraussetzung ist. Als Richtwert für eine Dimensionierung kann ein Klirrfaktor am FM-Demodulatorausgang unter 1% angesetzt werden. Für diese Forderungen ergibt sich bei geeigneter Dimensionierung der ZF-Filter eine HF-ZF-Bandbreite von 150 bis 180 kHz. Voraussetzung für eine hohe Übertragungsgüte ist neben einer stabilen, symmetrischen Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers und des FM-Demodulators eine exakte Sendereinstellung.

Bei Stereobetrieb rechnet man allgemein mit einer Verschlechterung des Rauschabstandes gegenüber Monoempfang um etwa 20 dB. Es ergibt sich als weitere Forderung ein erhöhter Rauschabstand und damit eine gute und bei kleinen Eingangsspannungen einsetzende Amplitudenbegrenzung.

Der FM-Demodulator muß ebenfalls für das bei Stereobetrieb erhöhte Frequenzspektrum ausgelegt sein. Es ist eine völlig symmetrische FM-AM-Umwandlungskennlinie anzustreben, wobei der Nulldurchgang der Umwandlungskennlinie mit der Mitte der ZF-Durchlaßkurve übereinstimmen muß. Als Richtwert für den Spitzenabstand einer Ratiodetektorkurve kann 500 kHz vorgegeben werden.

Verzerrungen

Nichtlineare Verzerrungen am Stereomultiplexsignal verursachen nichtlineare Verzerrungen im linken und rechten Stereosignal. Bei HF-Stereobetrieb ist besonders zu beachten, daß Oberwellen der Modulationsfrequenzen, die außerhalb des Hörbereiches im Kanal für die geträgerte Seiteninformation liegen, ebenfalls hörbare Verzerrungen hervorrufen. Andererseits können durch Verzerrungen des geträgerten Seitensignals Störfrequenzen im Hörbereich entstehen. Die nichtlinearen Verzerrungen verursachen also ein nichtlineares Übersprechen zwischen der Mitten- und Seiteninformation und damit auch zwischen dem Links- und Rechtssignal.

Durch lineare Verzerrungen erhält das Modulationssignal im Mitten- und Seitenkanal einen unterschiedlichen Phasen- und Amplitudengang, wodurch die lineare Übersprechdämpfung zwischen der Rechts- und Linksinformation des NF-Stereosignals verringert wird.

Durch lineare Verzerrungen treten in den Seitenbändern der Seiteninformation unterschiedliche Phasen und Amplituden auf. Dadurch entstehen bei der AM-Demodulation des Seitensignals nichtlineare Verzerrungen. Diese Verzerrungen können jedoch klein gehalten werden, wenn der regenerierte Hilfsträger mit genügend großer Amplitude zugesetzt wird.

Rauschabstand

Neben den Verzerrungen ist der Rauschabstand ein wichtiger Parameter für die Beurteilung der Übertragungsqualität. Versuche [1] haben ergeben, daß man einen befriedigenden Eindruck von Musikdarbietungen mit dicht über das gesamte Frequenzspektrum verteilten Tönen und geringer Dynamik noch bei 30 dB Rauschabstand hat. Für Instrumente mit schmalem Tonspektrum und bei großer Dynamik sind je nach Anspruch 40 bis 60 dB Rauschabstand erforderlich. Als Richtwert für die erforderliche Eingangsspannung von UKW-Stereogeräten der gehobenen Mittelklasse für 50 dB Rauschabstand bei Monoempfang kann man 10 μV ansehen [1].

Bei Stereoempfang wird die geträgerte Seiteninformation mit dem Frequenzbereich von 23 bis 53 kHz demoduliert. Dadurch gelangen die anteilig größeren Rauschanteile der Seiteninformation, die bei Monoempfang außerhalb des Hörbereiches liegen, ebenfalls in den Hörbereich und verringern den erreichbaren Rauschabstand. Eine weitere Verringerung des Rauschabstandes gegenüber einer Monosendung entsteht durch den verringerten Frequenzhub für das Nutzsignal auf max. 90% von 75 kHz und dadurch, daß Rauschanteile um 19 kHz über den Hilfsträger-Rückgewinnungszweig des Stereodecoders und den Multiplexsignal-Demodulator in den Hörbereich transponiert werden. Insgesamt muß man mit einer Verringerung des Rauschabstandes um etwa 20 dB rechnen.

Aus den Betrachtungen erkennt man, daß für die bekannten Empfängertypen überwiegend ein relativ hoher Eingangspegel erforderlich ist, wenn bei Stereobetrieb ein Rauschabstand von 40 bis 50 dB erreicht werden soll. Für den UKW-Stereoempfänger ist folglich durch geeignete Bemessung ein besserer Rauschabstand anzustreben. So läßt sich beispielsweise der Rauschanteil im Multiplexsignal um 19 kHz durch eine schmalbandige Aussiebung des Pilottones und eine symmetrische Demodulatorschaltung des Decoders unterdrücken.

HF-ZF-Teil

Lineare und nichtlineare Verzerrungen

Da das HF-Stereosignal über einen frequenzmodulierten Hauptträger übertragen wird, sind die bei der Frequenzmodulation am Modulationssignal auftretenden Verzerrungen zu beachten. Für eine optimale Bemessung des HF-ZF-Teils müssen die Verzerrungen am Modulationssignal als Funktion der HF-ZF-Durchlaßkurve bekannt sein.

Ein Vergleich zwischen den nach verschiedenen Berechnungsmethoden ermittelten theoretischen Ergebnissen mit praktischen Messungen wurde in [2] vorgenommen. In [3] ist die Berechnung eines ZF-Verstärkers mit gleichen Bandfiltern durchgeführt und die günstigste Dimensionierung bezüglich geringer Verzerrungen ermittelt.

Wichtig für die Vermeidung von Verzerrungen ist eine zur Trägerfrequenz symmetrische Durchlaßkurve, die auch durch den Begrenzungsvorgang nicht gestört werden darf. Bei den bisherigen ZF-Schaltungen ist dies nicht garantiert. So ergibt sich infolge der Änderung der dynamischen Eingangskapazität bei z. B. einer Schwingkreiskapazität von 25 pF (bei 10,7 MHz) eine Frequenzänderung des Schwingkreises von 100···200 kHz. Als weiterer Nachteil kommt hinzu, daß gerade bei der größten Änderung der dynamischen Eingangskapazität (Begrenzungs-Anfangsbereich) eine schwache Begrenzung vorliegt.

Nahezu beseitigen läßt sich die Verstimmung durch einen unüberbrückten Katodenwiderstand, dessen optimaler Wert für die Röhre EF 89 120 Ω beträgt. Für 100 Ω verbleiben je nach Kreiskapazität etwa 20 kHz Verstimmung.

Bei der Anwendung eines unüberbrückten Katodenwiderstandes ist zu beachten, daß eventuell eine getrennte Neutralisation für AM und FM erforderlich wird.

Bei der Röhre EBF 89 ist ein unüberbrückter Katodenwiderstand nicht verwendbar. Der Schirm liegt hier an der Katode und hat bei der Schaltung mit Katodenwiderstand HF-Potential. Aus diesem Grunde wurde für Stereoempfänger eine neue Röhre EAF 801 mit getrennt herausgeführtem Schirm entwickelt [4].

Amplitudenbegrenzung

Neben der eigentlichen FM-Information enthält das Signal auch Störanteile in Form einer zusätzlichen Amplitudenmodulation. Diese Störsignale gelangen entweder von außen über die Antenne in den Empfänger oder werden durch eine zu geringe Bandbreite synchron zur Modulationsfrequenz an den Bandgrenzen gebildet. Diese Störungen müssen durch eine wirksame AM-Begrenzung unterdrückt werden. Eine weitere Störmodulation entsteht durch Nachbarsender, die an den Bandgrenzen eine ihrer Modulation synchrone AM erzeugen, die sich zum Nutzsignal addiert. Hier ist jedoch eine wirksame Unterdrückung nur durch eine frequenzunabhängige AM-Begrenzung möglich, da entsprechend dem Senderabstand (Stör-/Nutzsender) Frequenzanteile von höherer Frequenz entstehen [5].

Da bei HF-Stereobetrieb höhere Modulationsfrequenzen vorliegen und zusätzlich geringere Verzerrungen gefordert werden, ist auf eine möglichst gute Begrenzung Wert zu legen. Man findet bei HF-Stereogeräten die übliche Gitterstrombegrenzung. Eine Erhöhung der Begrenzerwirkung wird dadurch erreicht, daß man eine Rückwärtsregelung (Rückführung der Gittergleichspannung auf ein Gitter der vorhergehenden ZF-Röhre) einführt und zusätzlich die Ratiogleichspannung dem Bremsgitter oder Schirmgitter der letzten ZF-Röhre (Begrenzerröhre) zuführt.

Zeitkonstante der Amplitudenbegrenzung

Um eine wirksame AM-Unterdrückung zu erreichen, muß die Gitterspannung des Gitterstrombegrenzers den Amplitudenschwankungen folgen können. Die höchste auszugleichende Frequenz ist gleich der oberen Grenzfrequenz des HF-Stereosignals (53 kHz). Daraus ergibt sich für die obere Grenze der Begrenzerzeitkonstante etwa 3 μs.

Eine weitere Herabsetzung der Begrenzerzeitkonstante bringt keine wesentliche Verbesserung. Das Übersprechen eines Störsenders kann teilweise durch einen frequenzunabhängigen Begrenzer in Verbindung mit einem Rieger-Diskriminator vermindert werden.

HF-ZF-Durchlaßkurve

Als Grundlage für die Festlegung der HF-ZF-Durchlaßkurve unter der Voraussetzung einer guten AM-Begrenzung kann ein Klirrfaktor am FM-Demodulatorausgang von $< 1\,\%$ angesetzt werden.

Eine Abschätzung der erforderlichen Bandbreite für n-stufige Verstärker mit n gleichen Einzelkreisen ist nach [3] möglich. Fordert man für eine Modulationsfrequenz von 15 kHz bei 45 kHz Frequenzhub einen quasistatischen kubischen Klirrfaktor entsprechend $\geqq 50$ dB Störabstand, so erhält man für $n = 3$ Bandfilter eine erforderliche HF-ZF-Bandbreite (3-dB-Abfall) von 145 kHz. Für die dynamischen kubischen Verzerrungen ergibt sich bei dieser Bandbreite ein Wert von etwa 60 dB. Die dynamischen Verzerrungen können damit bei der Bandbreitenbestimmung in dem vorliegenden Wertebereich vernachlässigt werden.

Für die Dimensionierung der nachstehend beschriebenen Schaltungsentwürfe wurde eine Bandbreite von etwa 150 kHz vorgesehen. Wie die Meßergebnisse zeigen, ist damit ein ausreichender Abstand der Verzerrungskomponenten vom Nutzsignal von > 40 dB erreichbar (Frequenzhub = 38 kHz für M- oder S-Signal).

FM-Demodulator

Ebenso wie der HF-ZF-Teil muß auch der FM-Demodulator von HF-Stereogeräten höheren Ansprüchen genügen und ein breiteres Frequenzspektrum verarbeiten können. Vom FM-Demodulator muß zur Erzielung kleiner Verzerrungen eine gute AM-Unterdrückung gefordert werden. Es ist dabei vorteilhaft, auf max. AM-Unterdrückung bei kleinen Eingangsspannungen abzugleichen, da bei größeren Eingangsspannungen die AM-Unterdrückung durch die Gitterstrombegrenzung der Begrenzerröhren übernommen werden kann. Zur Vermeidung von nichtlinearen Verzerrungen ist der FM-Demodulator so zu bemessen, daß der Arbeitsbereich in den geraden Teil der S-Kurve fällt. Für einen Ratiodetektor beträgt dabei der günstigste Kuppenabstand der S-Kurve etwa 500 kHz. Wie aus [7] bekannt ist, kann man einen Vierpol (z. B. Bandfilter) so auslegen, daß er am FM-Signal vorhandene Verzerrungen kompensiert. Dieser Fall trifft auch für den Ratiodetektor zu. Wenn der Mittelpunkt der HF-ZF-Durchlaßkurve und der Nulldurchgang der S-Kurve des FM-Demodulators zusammenfallen, dann ist eine Verringerung des Klirrfaktors möglich. Dies setzt jedoch eine genaue Symmetrie der S-Kurve und eine Stabilisierung des Nulldurchganges des Ratiodetektors voraus.

Der Einfluß der linearen Verzerrungen auf eine Stereoübertragung wurde bereits in [8] dargestellt. Das Verhalten eines FM-Demodulators bezüglich linearer Verzerrungen läßt sich durch die Angabe seiner Zeitkonstante – gebildet aus Innenwiderstand und Fußpunktkapazität – beschreiben. Durch die Forderung, daß die Grenzfrequenz z. B. bei $f_g = 53$ kHz liegen soll, ergibt sich für die Zeitkonstante ein Wert von 3 μs. Beachtet man, daß der Innenwiderstand eines Ratiodetektors $R_i < 5$ kΩ beträgt, so erhält man eine max. Fußpunktkapazität (einschließlich Schalt- und Decodereingangskapazität) von etwa 600 pF.

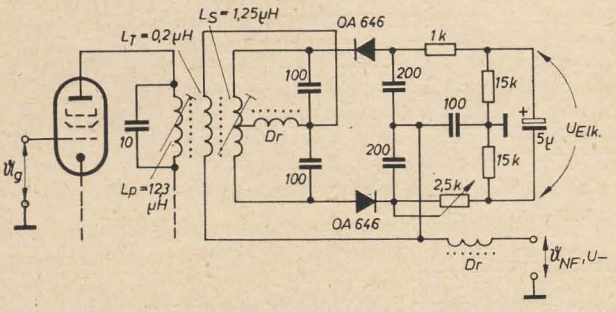
Infolge der Forderung nach einer guten AM-Unterdrückung kommt als FM-Demodulator nur ein Ratiodetektor in Frage.

Der prinzipielle Aufbau eines Ratiodetektors für HF-Stereogeräte unterscheidet sich von der Ausführung der Monogeräte nicht. Es ist nur durch geeignete Dimensionierung für eine ausreichende Bandbreite (500 kHz Spitzenabstand) zu sorgen. Da es bei Stereoempfang zur Vermeidung von Verzerrungen auf eine exakte Sendereinstellung ankommt, ist die Anwendung von automatischen Scharfabstimmungen anzustreben. Bei der Entwicklung eines Ratiodetektors ist deshalb ein symmetrischer Aufbau, der den Einbau einer automatischen Scharfabstimmung gestattet, zu bevorzugen.

Die Dimensionierung des Ratiodetektors kann z. B. nach [9] erfolgen.

Im Bild 1 ist eine nach diesen Gesichtspunkten bemessene Ratiodetektorschaltung dargestellt. Mit dieser Schaltung wurde bei kleinen Eingangsspannungen eine AM-Unterdrückung von 23···26 dB erreicht. Die S-Kurve (Bild 2) ist im Bereich von ± 200 kHz linear. Der Amplitudenabfall bei der höchsten Modulations-

Bild 1: Ratiodetektor



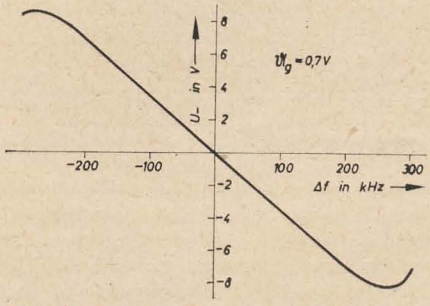


Bild 2: Ratio-S-Kurve

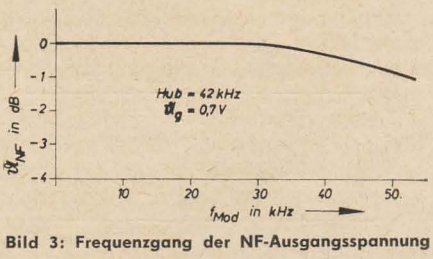


Bild 3: Frequenzgang der NF-Ausgangsspannung

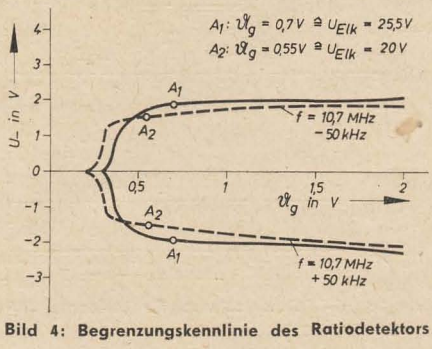


Bild 4: Begrenzungskennlinie des Ratiodetektors

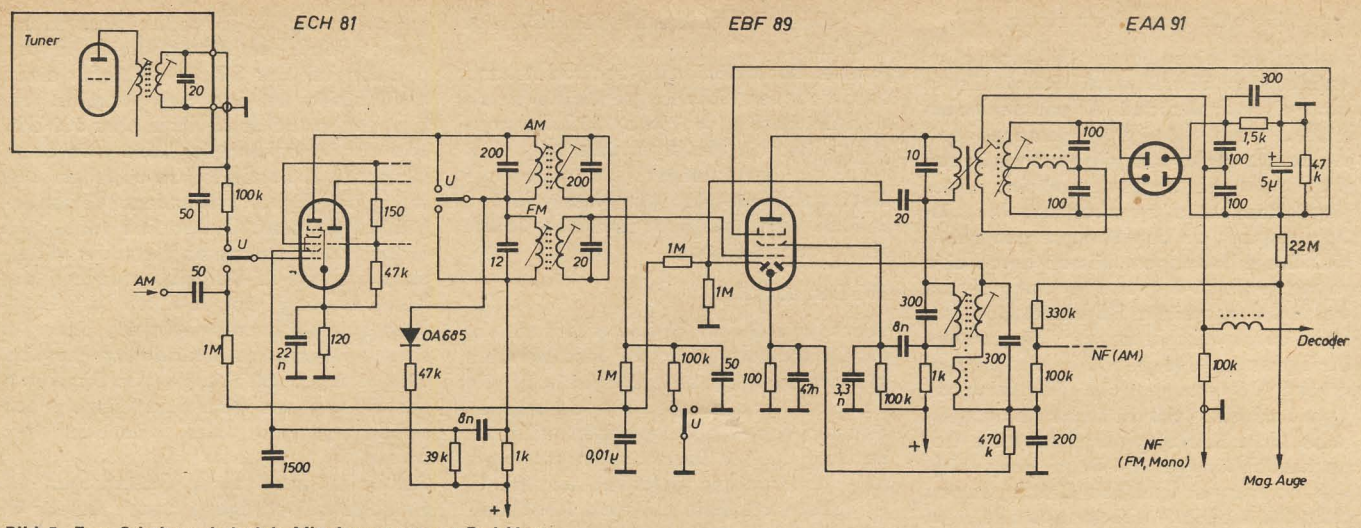


Bild 5: Zum Schaltungsbeispiel: Mittelsuper unterer Preisklasse

frequenz von 53 kHz beträgt 1 dB (Bild 3). Die Begrenzungskennlinien (Elko-Spannung durch Batterie festgehalten) lassen eine gute Symmetrie erkennen (Bild 4). Bei den beiden Arbeitspunkten ist eine AM-Unterdrückung bis zu etwa 50% AM-Modulation möglich.

Der angegebene Ratiodetektor entspricht den Forderungen für eine gute HF-Stereoübertragung und wurde deshalb in Verbindung mit dem beschriebenen HF-ZF-Teil für den Aufbau des Schaltungsbeispieles „Mittelsuper oberer Preisklasse" verwendet.

Schaltungsbeispiele

Beim Entwurf einer Schaltung für UKW-Stereoempfänger sind u. a. folgende Parameter zu beachten:

1. Zeitkonstante der Gitterstrombegrenzung $\tau \leqq 3\ \mu s$
2. HF-ZF-Bandbreite bei $n = 3$ ZF-Bandfiltern mit einer normierten Kopplung $k \approx 0{,}7 \geqq 150$ kHz
3. symmetrische und stabile Durchlaßkurve
4. Kuppenabstand der Ratio-S-Kurve etwa 500 kHz
5. lineare Verzerrungen am FM-Demodulatorausgang $\leqq 3$ dB
6. gute AM-Begrenzung, großer Signal/Rauschabstand
7. nichtlineare Verzerrungen am FM-Demodulatorausgang $< 1\%$

Mittelsuper unterer Preisklasse

Nach den dargelegten Gesichtspunkten wurde die Schaltung nach Bild 5 entwickelt. Die Anwendung unüberbrückter Katodenwiderstände zur Unterdrückung der Verstimmung der Schwingkreise infolge der Änderung der dynamischen Eingangskapazität beim Begrenzungsvorgang ist im vorliegenden Fall nicht geeignet, da sich eine zu große Verstärkungsverminderung ergeben würde. Eine nachträgliche Verstärkungsvergrößerung durch Anwendung kleinerer Kreiskapazitäten ist nicht möglich, da diese bei den Monoausführungen schon relativ klein sind (12 pF/20 pF).

Auf eine symmetrische Ausführung des FM-Demodulators wird verzichtet, da eine

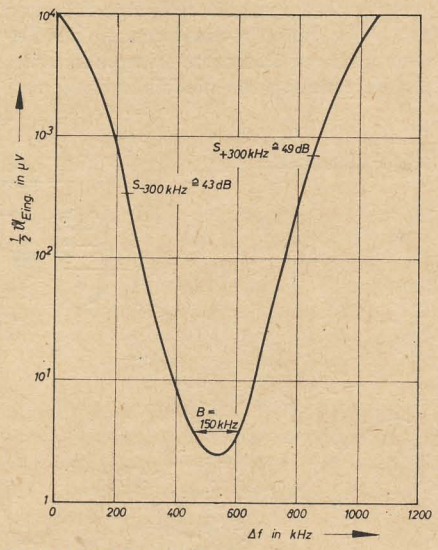


Bild 6: HF-ZF-Durchlaßkurve

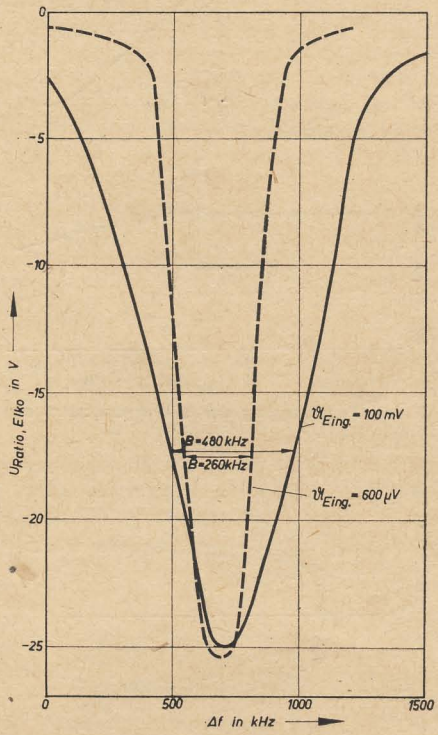


Bild 7: HF-ZF-Durchlaßkurve für konstante Eingangsspannungen

automatische Scharfabstimmung nicht vorgesehen ist. Für die Gitterzeitkonstante wurde ein Wert von 5 µs gewählt, um im Mittel ein relativ gutes Begrenzungsverhalten zu erreichen. Zur Unterdrückung der verbleibenden Überbegrenzung wurde dem Primärkreis des ersten Bandfilters eine vorgespannte Diode parallel geschaltet. Durch Zuschalten eines entsprechenden Reihenwiderstandes zur Bedämpfungsdiode wurde eine ausreichende Unterdrückung der Überbegrenzung ohne wesentliche Verstärkungsverminderung erreicht. Eine weitere Verbesserung des Begrenzungsverhaltens liegt durch die Rückführung der Ratiogleichspannung an das Bremsgitter der EBF 89 vor.

Zur weiteren Verbesserung des Einsatzpunktes der statischen Begrenzung wurden RC-Katodenglieder an den ZF-Röhren vorgesehen.

Eine Drossel am FM-Demodulatorausgang hält 10,7-MHz-Reste vom Decoder fern und verhindert Rückwirkungen. Die Dimensionierung der Drossel ist zweckmäßig in Verbindung mit der Eigenkapazität des folgenden Kabels für den Decoderanschluß zu wählen.

Die gewählte Vorspannung der Katode der EBF 89 wird gleichzeitig zur Erzeugung einer verzögerten AM-Regelspannung ausgenutzt (— 0,65 V Vorspannung für Diode).

Meßergebnisse

Die HF-ZF-Bandbreite (3-dB-Abfall) beträgt außerhalb der Begrenzung 150 kHz (Bild 6). Die erreichte Selektion hat die Werte $S_{-300\,kHz} \triangleq 43$ dB und $S_{+300\,kHz} \triangleq 49$ dB. Zur Beurteilung der Verstimmung der Schwingkreise als Funktion der Eingangsspannung infolge der Änderung der dynamischen Eingangskapazität der ZF-Röhren wurden die HF-ZF-Durchlaßkurven bei 600 µV und 100 mV HF-Eingangsspannung aufgenommen (Bild 7). Die Verschiebung der Mitte der Durchlaßkurve von Bandgrenze zu Bandgrenze (bezogen auf B = 150 kHz) beträgt hierbei etwa 20 kHz. Durch den Einfluß der AM-Begrenzung steigt die Bandbreite bei 100 mV Eingangsspannung auf etwa 480 kHz an. Es sei hier nochmals betont, daß trotz dieser hohen Bandbreite für die Verzerrungen

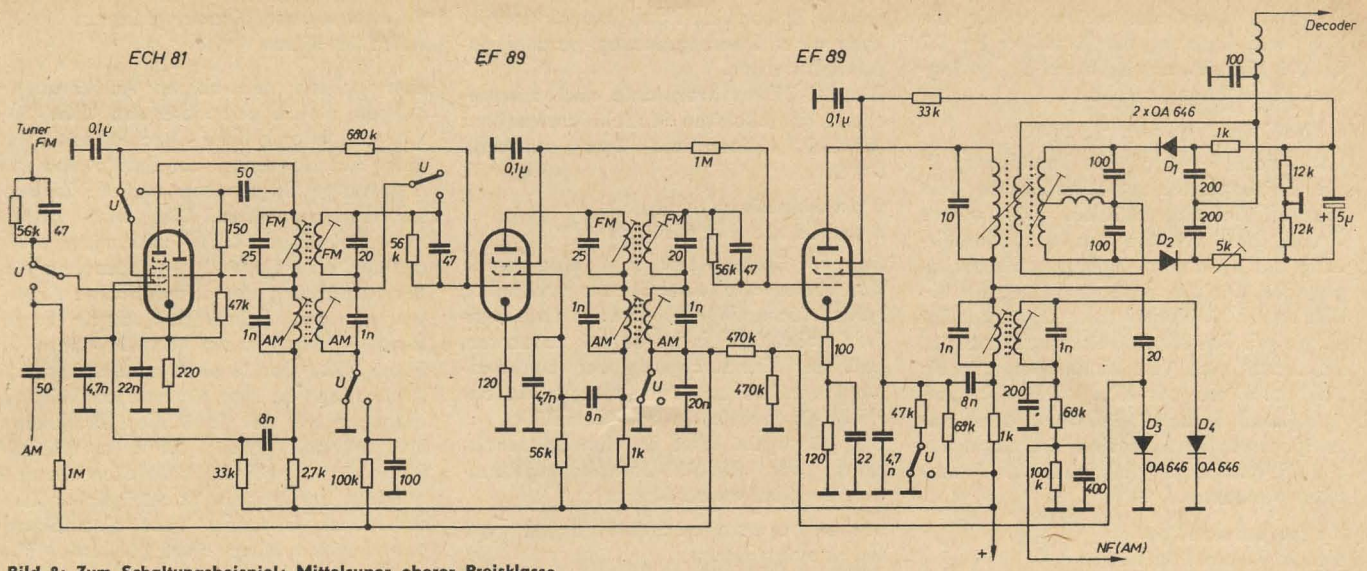


Bild 8: Zum Schaltungsbeispiel: Mittelsuper oberer Preisklasse

der außerhalb der Begrenzung für die Bandbreite gemessene Wert von 150 kHz maßgebend bleibt, da der Phasenverlauf der Durchlaßkurve bestimmend für die Verzerrungen ist und dieser durch die einsetzende AM-Begrenzung nicht verändert wird.

Die normierte Kopplung der Bandfilter liegt bei etwa $k = 0{,}7$. Die statische Begrenzung des Empfängers setzt bei 80 μV Eingangsspannung ein. Der angewandte Ratiodetektor hat einen Kuppenabstand von etwa 500 kHz. Er zeigt eine gute AM-Unterdrückung analog Bild 4. Die Absenkung der höchsten Modulationsfrequenz (53 kHz) beträgt 2 dB.

Bei der Messung mit Bewertungsfiltern und Deemphasis am FM-Demodulatorausgang ergibt sich für 4,4 μV Eingangsspannung ein Signal-Rauschabstand von 30 dB.

Mittelsuper oberer Preisklasse

In diesem Schaltungsbeispiel steht eine zusätzliche ZF-Stufe zur Verfügung. Dadurch ist es möglich, die vorliegenden Anforderungen für UKW-Stereoempfänger besser zu realisieren. Die daraus abgeleitete Schaltung ist im Bild 8 dargestellt. Zur Stabilisierung der Durchlaßkurve wurden zwei Stufen mit unüberbrückten Katodenwiderständen gegengekoppelt. Der dadurch entstehende Verstärkungsverlust läßt sich durch Verringerung der Kreiskapazitäten der Bandfilter kompensieren. Bei diesem Schaltungsaufbau muß die im Monoempfänger als letzte ZF-Röhre verwendete EBF 89 durch eine EF 80, EF 89 oder EAF 801 ersetzt werden, da sonst der Schirm der EBF 89 auf HF-Potential liegt und Rückwirkung bzw. Schwingneigung entstehen kann. Durch die eingeführte Gegenkopplung wird naturgemäß auch die AM-Verstärkung herabgesetzt. Es ist vorteilhaft, den AM-Verstärkungsverlust ebenfalls durch Verringerung der Kreiskapazitäten der AM-Filter zu kompensieren.

Eine Verbesserung der AM-Unterdrückung wurde durch die Rückführung der Gittervorspannung bzw. Ratio-Elko-Spannung auf das Gitter g_3 der jeweils vorangehenden ZF-Röhre erreicht. Der Ratiodetektor, entsprechend bemessen, besitzt einen Kuppenabstand von etwa 500 kHz. Die Zeitkonstante der Gitterstrombegrenzer beträgt 2,5 μs. Der ohmsche Anteil der Zeitkonstante wurde auf 56 kΩ ausgelegt. Damit ist garantiert, daß durch die Belastung des Sekundärkreises der Bandfilter durch die nachfolgende Gitter-Katodenstrecke der ZF-Röhren die normierte Bandfilterkopplung nicht unzulässig stark verändert wird.

Meßergebnisse

Bei der angegebenen Schaltung nach Bild 8 wurden als Einsatz der statischen Begrenzung 15 μV Eingangsspannung erreicht. Die FM-ZF-Bandfilter wurden ebenfalls bei einer normierten Kopplung von $k = 0{,}7$ auf eine HF-ZF-Bandbreite von 150 kHz ausgelegt. Die erreichbare 300-kHz-Selektion beträgt etwa 48 dB. Die Stabilität der Durchlaßkurve wird durch die angewandte Gegenkopplung gewährleistet. Der Ratiodetektor ist symmetrisch aufgebaut und gestattet nachträglich den Einbau einer automatischen Scharfabstimmung. Die Absenkung der höchsten Modulationsfrequenz (53 kHz) beträgt 2 dB. Ein Signal/Rauschabstand von 30 dB, gemessen über Bewertungsfilter und Deemphasis, wird bei etwa 2 μV HF-Eingangsspannung erreicht.

Die gemessenen Werte für die Verzerrungen liegen ebenfalls unter 1%.

Bisher wurden nur Schaltungen mit einer Bandbreite von 150 kHz untersucht. Zur Abschätzung des Einflusses der Bandbreite wurde ein Schaltungsaufbau mit 180 kHz Bandbreite und größerer Filterkopplung gemessen. Ein Vergleich mit den vorangegangenen Messungen zeigte, daß eine Bandbreitenvergrößerung durch Veränderung der Filterkopplung keine wesentliche Verzerrungsminderung bringt. Es kommt also vorwiegend auf eine optimale Filterkopplung, eine gute Symmetrie und Stabilität der Durchlaßkurve und der FM-AM-Umwandlungskennlinie und eine gute AM-Unterdrückung an.

Die Verzerrungen beim Schaltungsbeispiel „oberer Preisklasse" liegen etwas schlechter als beim Schaltungsbeispiel „unterer Preisklasse", da die Zahl der Bandfilter größer ist.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß bei einem HF-ZF-Verstärker einschließlich FM-Demodulator mit zwei oder drei ZF-Filtern (außer FM-Demodulator) bei einer Gesamtbandbreite von B = 150 kHz (außerhalb der Begrenzung) die nichtlinearen Verzerrungskomponenten kleiner als 1% gehalten werden können.

Bei der Entwicklung von HF-ZF-Teilen für UKW-Stereogeräte wird folglich je nach Preisklasse des Gerätes unter Berücksichtigung von Aufwand und Übertragungsgüte ein Kompromiß zwischen Verzerrungsfreiheit und anderen Empfängerparametern wie z. B. Selektion und Empfindlichkeit zu schließen sein. Untersuchungen ergaben, daß ein Wert für die HF-ZF-Bandbreite von 150 kHz bei entsprechend bemessenem HF-ZF-Teil als eine geeignete untere Grenze für Rundfunkgeräte (außer Heim-Studio-Anlagen) angesehen werden sollte.

Dimensionierungsrichtlinien für HF-Stereosteuerteile

Neben dem Amplitudengang der Durchlaßkurve ist der Phasen- bzw. Gruppenlaufzeitverlauf bestimmend für die am Modulationssignal einer FM-Schwingung hervorgerufenen Verzerrungen. Die Ermittlung des Amplitudenverhaltens ohne Einfluß der Begrenzung des HF-ZF-Verstärkers ist ausreichend, wenn Minimalphasensysteme vorliegen, da bei diesen eine feste Beziehung zwischen Amplituden- und Phasengang gegeben ist.

Bandbreite und Form der HF-ZF-Durchlaßkurve

Eine obere Grenze für die Bandbreite ist u. a. durch die UKW-Senderdichte gegeben. Läßt man Verzerrungen von $< 1\%$ zu, dann erhält man eine erforderliche Bandbreite von $\geqq 150$ kHz. Vorausgesetzt wird dabei eine symmetrische und über den gesamten Bereich stabile Durchlaßkurve sowie eine gute AM-Unterdrückung. Werden in allen Stufen die gleichen

Bandfilter eingesetzt, dann ist für die normierte Kopplung der Bandfilter k = 0,7 bis 0,8 einzuführen, da dann die geringsten Verzerrungen auftreten.

Schwingkreiskapazität

Im Interesse einer großen Verstärkung ist die Kreiskapazität der Bandfilter so klein wie möglich zu wählen. Die untere Grenze ist durch die verstimmende Wirkung der dynamischen Eingangskapazität gegeben. Die Kapazitätsänderung für die Röhren EF 80, EBF 89 und EF 89 beträgt einige pF. Bei 25 pF Kreiskapazität ergibt sich damit eine Verstimmung um 100 bis 200 kHz. Diese unzulässig hohe Verstimmung muß durch eine Kompensation beseitigt werden; dann sind Kreiskapazitäten (Sekundärkreis) bis etwa 40 pF herunter einsetzbar.

Kompensation der dynamischen Eingangskapazität

Eine Kompensation des Einflusses der dynamischen Eingangskapazität wird durch einen unüberbrückten Katodenwiderstand der betreffenden ZF-Röhre erreicht. Für eine völlige Kompensation bei den Röhren EF 89 und EAF 801 sind 120 Ω erforderlich. Bei 100 Ω Katodenwiderstand verbleibt eine Kapazitätsänderung von etwa 0,1 pF, die etwa einer Verstimmung von 10 kHz (bei C = 50 pF) entspricht.
Bei einer derartigen Kompensation müssen Bremsgitter und Schirm wechselspannungsmäßig an Masse liegen, da sonst Rückwirkungen und Schwingneigungen entstehen. Die Röhre EBF 89 muß damit durch eine EF 89, EF 80 oder eine EAF 801 ersetzt werden.
Die letzte ZF-Stufe soll möglichst eine höhere Verstärkung besitzen. Man wählt deshalb einen unüberbrückten Katodenwiderstand von 100 Ω.

Automatische Scharfabstimmung

Eine Verstimmung durch falsche Sendereinstellung und damit ein Ansteigen des Klirrfaktors vermeidet man vorteilhaft durch eine automatische Scharfabstimmung.

AM-Unterdrückung

Für eine hochwertige Stereoübertragung wird ein größerer Rauschabstand des Empfängers als bei Monobetrieb benötigt. Zur Verminderung der Verzerrungen muß die durch die bezüglich der größeren Modulationsfrequenz zu geringe Bandbreite und das Eigenrauschen der Stufen entstehende bzw. von außen einfallende Stör-AM-Schwingung wirksam unterdrückt werden.
Eine gute und früh einsetzende AM-Unterdrückung wird durch Gitter-RC-Begrenzung erreicht. Eine weitere Verbesserung der Begrenzung erhält man durch Rückführung der Elko-Gleichspannung bzw. der Gitterrichtspannung auf das Gitter 3 der vorangehenden ZF-Röhre (EF 89, EAF 801, ECH 81).
Bei Empfängern mit nur zwei ZF-Röhren kann dem zweiten ZF-Filter eine negative vorgespannte Diode mit geeignet bemessenem Reihenwiderstand zur Unterdrükkung einer Überbegrenzung parallel geschaltet werden.
Die RC-Gitterzeitkonstante muß entsprechend der höchsten Modulationsfrequenz (53 kHz) kleiner als 3 µs ausgelegt werden.

Bandbreite des Ratiodetektors

Der FM-Demodulator muß eine große Bandbreite und eine lineare und völlig symmetrische FM-AM-Umwandlungskennlinie aufweisen. Es ist darauf zu achten, daß der Nulldurchgang der Umwandlungskennlinie mit dem Mittelpunkt der HF-ZF-Durchlaßkurve zusammenfällt.
Der günstigste Wert für den Spitzenabstand der FM-AM-Umwandlungskennlinie liegt bei etwa 500 kHz.

Lineare und nichtlineare Verzerrungen

Als Richtwert für den Klirrfaktor am Ausgang des FM-Demodulators wird k < 1% empfohlen.
Bezüglich der linearen Verzerrungen ist eine max. Absenkung der höchsten Modulationsfrequenz (53 kHz) um 3 dB noch vertretbar.

Monoempfang mit UKW-Stereogeräten

Der Empfang von Monosendungen mit UKW-Stereogeräten bringt naturgemäß eine Qualitätssteigerung gegenüber den herkömmlichen Monogeräten. Durch die größere Bandbreite, erhöhte Begrenzung und Stabilisierung der ZF-Kreise wird der Klirrfaktor des Steuerteils herabgesetzt, was sich besonders durch den Wegfall der Zischeffekte bei hohen Modulationsfrequenzen und starker Senderaussteuerung bemerkbar macht.
Liegt ein Decoder mit einem 19-kHz-Oszillator zur Hilfsträgerrückgewinnung vor, dann ist u. U. nach Drücken der Stereotaste der Empfang von Monosendungen über den Decoder möglich. In diesem Fall tritt wie beim Stereoempfang eine Verringerung des Rauschabstandes um etwa 20 dB auf. Die Möglichkeit einer derartigen Fehlbedienung ist zweckmäßig auszuschalten. Als eleganteste Lösung ist die vom Pilotton gesteuerte automatische Mono-Stereoumschaltung bekannt.

Erweiterung von Monoempfängern auf UKW-Stereo

Entsprechend den obigen Ausführungen müssen die zu adaptierenden UKW-Geräte die erforderliche Durchlaßkurve mit einer ausreichenden Bandbreite und die notwendige Begrenzung und HF-ZF-Verstärkung aufweisen. Dies wird jedoch meist bei älteren UKW-Empfängern nicht der Fall sein. Damit ist – abgesehen von der Ausführung der erforderlichen Arbeiten für den Eigenbedarf durch Fachleute – der Einsatz von Decodern in ältere UKW-Geräte nicht empfehlenswert. Anzustreben ist, daß ein gewisser Teil von Monogeräten der laufenden Produktion im Steuerteil bereits die erforderlichen Parameter für einen UKW-Stereobetrieb aufweist und so ein nachträglicher Einsatz eines Decoders über eine Steck- oder Lötverbindung ohne größere Mühe erfolgen kann.
Dieser Beitrag erscheint wesentlich ausführlicher in den RFT-Mitteilungen aus dem Bereich der VVB Rundfunk und Fernsehen, 3 (1965), H. 3, S. 1–23

Literatur

[1] Rundfunk-Stereophonie – Welle der Qualität? Funktechnik 19 (1964), H. 17, S. 611

[2] Izatt, J. B.: The distortion produced when frequencymodulated signals pass through certain networks. Proceedings I.E.E. 110 (1963), H. 1, S. 149–156

[3] Woschni, E.-G.: Frequenzmodulation. VEB Verlag Technik, Berlin 1960

[4] Kilian, E. A.: Die EAF 801 als ZF-Verstärker und AM-Demodulator im Stereo-Empfänger. Funktechnik 18 (1963), H. 17, S. 607–608

[5] Paulsen, E.: Einige Betrachtungen zum UKW-FM-Empfänger und zum UKW-FM-Stereo-Empfänger. Elektronische Rundschau 14 (1960), H. 12, S. 505–508

[6] Woschni, E.-G.: Die quasistationären und dynamischen Verzerrungen frequenzmodulierter Schwingungen in Vierpolen. Habilitationsschrift, TH Dresden, 1956

[7] Woschni, E.-G.: Möglichkeiten zur Kompensation der quasistatischen und dynamischen Verzerrungen im ZF-Teil von FM-Empfängern. Nachrichtentechnik 6 (1956), H. 11, S. 488–491

[8] Csicsatka, A., und Linz, R. M.: Factors affecting overall performance of FM stereophonic receivers. IRE Transactions BTR-7 (1961), H. 2, S. 59–66

[9] Marko, H.: Theorie und Praxis des Verhältnisdetektors. Frequenz 6 (1952), H. 1, S. 1–10

Achtung – neue Preise!

Zur thematischen Ergänzung der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK gibt der VEB Verlag Technik in einfacher Ausstattung eine Folge von Borschüren heraus. Diese Broschüren wurden bisher mit unterschiedlichen Preisen verkauft. Für diese Broschüren wurde jetzt ein einheitlicher Preis von 4,80 MDN (entsprechend den Bänden der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK) festgelegt. Damit ergeben sich für folgende Bände Preisänderungen:

Autor	Titel	alter Preis	neuer Preis
Wassiljew/ Schastowa	Informationsübertragung in der Fernwirktechnik	9,80	**4,80**
Iljin	Fernsteuerung dezentralisierter Anlagen	9,80	**4,80**
Katys	Pyrometer für die Regelung und Überwachung wärmetechnischer Anlagen	8,–	**4,80**
Smolow	Rechenwandler mit digital gesteuerten Widerstandsnetzwerken	8,–	**4,80**
Tistschenko	Kontaktlose magnetische Relais	9,–	**4,80**
Krug/Krug	Elektrische Korrekturglieder in Regelkreisen	6,–	**4,80**

Meßfehler bei Spannungs- und Dämpfungsmessungen infolge Fehlanpassung der Meßspannungsquelle und des Spannungsmessers im UHF-Gebiet Teil 2 und Schluß

R. BARKOWSKY

Mitteilung aus dem VEB Meßelektronik Berlin

Spannungsmessungen nach der Substitutionsmethode und die Meßfehler infolge Fehlanpassung der Meßspannungsquelle und des Indikators

Bei dieser Meßmethode wird prinzipiell die Meßspannung der Meßspannungsquelle mit der bekannten Spannung eines Eichnormals verglichen. Diese Eichspannungsquelle hat den Innenwiderstand Z und die bekannte Leerlaufspannung U_{on} (Bild 5). Die Eichung des Indikators geschieht folgendermaßen:
An den Eingang des Indikators mit dem Eingangswiderstand $\mathfrak{R}_a$ wird die Eichspannungsquelle angeschlossen. Die Verstärkung des in Spannungswerten geeichten Indikators wird dann so geregelt, daß er den bekannten Spannungswert $U_{on}/2$ anzeigt. Der Indikator zeigt nach der Eichung also die Spannung an, die an seinem Eingang stehen würde, wenn sein Eingangswiderstand gleich Z wäre.

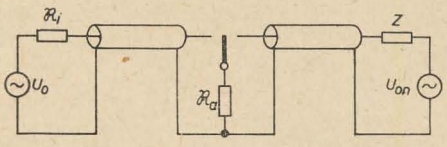


Bild 5: Meßschaltung bei der Spannungsmessung nach der Substitutionsmethode

Hat die Meßspannungsquelle ebenfalls den Innenwiderstand Z, so wird unabhängig vom Eingangswiderstand des Indikators immer die Spannung $U_o/2 = U_z$ gemessen. Weicht der Innenwiderstand der Meßspannungsquelle von Z ab und hat der Indikator ebenfalls einen von Z verschiedenen Eingangswiderstand, so ergeben sich wieder mögliche Meßfehler. Die Grenzen der Fehler sollen in Abhängigkeit von m_a und m_i ermittelt werden.
Zur Vereinfachung des Rechnungsganges wird wieder angenommen, daß die an die Meßspannungsquelle angeschlossene Verbindungsleitung $\mathfrak{R}_{i1}$ auf $m_i Z$ und U_o auf U_{o1} transformiert. Die Spannung an $\mathfrak{R}_a$ wird dann

$$U_a = U_{o1} \left| \frac{\mathfrak{R}_a}{\mathfrak{R}_a + m_i Z} \right|$$

Die Eichspannung an $\mathfrak{R}_a$ ist

$$U_n = U_{on} \left| \frac{\mathfrak{R}_a}{Z + \mathfrak{R}_a} \right|$$

Die Spannung U_n am Indikator wird zu $U_{on}/2$ geeicht. Die angezeigte Meßspannung von der Meßspannungsquelle her wird damit

$$U_{anz} = U_{o1} \left| \frac{Z + \mathfrak{R}_a}{m_i Z + \mathfrak{R}_a} \right|$$

Mit der Bezugsspannung nach Gl. (6) ist das Verhältnis von der angezeigten Spannung zur Bezugsspannung

$$\frac{U_{anz}}{U_z} = \frac{1 + m_i}{2} \left| \frac{Z + \mathfrak{R}_a}{m_i Z + \mathfrak{R}_a} \right| = \frac{1 + m_i}{2 m_i} \left(\frac{m_a + \frac{1}{m_a} + 2}{m_a + \frac{1}{m_a} + \frac{2}{m_i} + \frac{Z}{R_a}\left(\frac{1}{m_i^2} - 1\right)} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (7)$$

Mit

$$Z/R_a = m_a \quad \text{bzw.} \quad Z/R_a = 1/m_a$$

erhält man die Meßfehlergrenzen zu

$$\frac{(1 + m_i)(1 + m_a)}{2(1 + m_i m_a)} - 1 \leqq \frac{\Delta U_{anz}}{U_z} \leqq \frac{(1 + m_i)(1 + m_a)}{2(m_i + m_a)} - 1$$

Um diesen Meßfehler infolge der Fehlanpassung zu verringern oder zu vermeiden, werden die folgenden Meßmethoden angewandt.
Schaltet man vor den Indikator ein Dämpfungsglied genügend hoher Dämpfung mit dem Wellenwiderstand Z, so wird der neue Indikatoreingangswiderstand ebenfalls Z. Bei der Messung wird nun kein Fehler auftreten, da, wie verlangt, die Meßspannung an Z gemessen wird. Bei nicht bekanntem Dämpfungswert des Dämpfungsgliedes muß die Eichung des Indikators mit vorgeschaltetem Dämpfungsglied erfolgen.
Für die Messung sehr kleiner Spannungen ist diese Methode wegen der verringerten Empfindlichkeit des Indikators durch das vorgeschaltete Dämpfungsglied nicht geeignet. Nach [1] läßt sich der Meßfehler bei der Messung mit dem nicht angepaßten Indikator bedeutend verringern, wenn der arithmetische Mittelwert der Meßspannung bei zwei verschiedenen Verbindungskabellängen l_1 und l_2 ermittelt wird. Die Differenz der elektrischen Längen der Verbindungsleitungen zwischen Meßspannungsquelle und Indikator muß bei dieser Meßmethode

$$l_1 - l_2 = \lambda/4$$

sein.
Es soll nun wieder der mögliche Meßfehler berechnet werden. Ist der Eingangswiderstand des Indikators mit einer vorgeschalteten Leitung bestimmter Länge

$$\mathfrak{R}_a' = Z/m_a$$

so ändert sich der Wert von Z/R_a bei Anschluß einer zusätzlichen Leitung der elektrischen Länge l_1 in

$$\frac{Z}{R_{a1}} = m_a \cos^2 \frac{2\pi l_1}{\lambda} + \frac{1}{m_a} \sin^2 \frac{2\pi l_1}{\lambda} \quad (8)$$

Wird bei der zweiten Messung die Leitung um

$$l_1 - l_2 = \lambda/4$$

geändert, so wird der Wert

$$\frac{Z}{R_{a2}} = m_a \sin^2 \frac{2\pi l_1}{\lambda} + \frac{1}{m_a} \cos^2 \frac{2\pi l_1}{\lambda} \quad (9)$$

Die Gln. (8) und (9) in Gl. (7) eingesetzt, ergeben die zwei vom geeichten Indikator angezeigten Spannungswerte. Das Maximum und das Minimum des arithmetischen Mittelwertes beider Spannungswerte erhält man mit

$$l_1 = n\,\lambda/4 \quad \text{bzw.} \quad l_1 = n\,\lambda/4 + \lambda/8$$

Sind U_{anz}' und U_{anz}'' die zwei gemessenen Spannungen, so ergeben sich die Fehlergrenzen mit

$$\Delta U_{meß} = \frac{U_{anz}' + U_{anz}''}{2} - U_z$$

$$\frac{(m_i + 1)(m_a + 1)}{\sqrt{2}\, m_i} \left[\left(1 + \frac{m_a}{m_i}\right)^2 + \left(m_a + \frac{1}{m_i}\right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} - 1 \leqq \frac{\Delta U_{meß}}{U_z} \leqq \frac{(m_i + 1)(m_a + 1)}{4 m_i} \left[\frac{1}{1 + \frac{m_a}{m_i}} + \frac{1}{m_a + \frac{1}{m_i}} \right] - 1$$

Ermittelt man mit einer variablen Verlängerungsleitung mit dem Wellenwiderstand Z den größten am Indikator angezeigten Spannungswert U_{max} und den kleinsten Wert U_{min}, so erhält man den zu messenden Spannungswert U_z ohne Fehler infolge der Fehlanpassung des Indikators aus

$$U_z = 2\,U_{max} \frac{1}{1 + \frac{U_{max}}{U_{min}}}$$

Meßfehler bei Dämpfungsmessungen von Vierpolen infolge Fehlanpassungen

Die Betriebsdämpfung eines Vierpols ist definiert zu

$$a_B = 10 \lg \frac{N_{max}}{N_z} \quad \text{in dB}$$

Mit

$$N_{max} = \frac{U_o^2}{4Z}$$

und

$$N_z = \frac{U_z^2}{Z}$$

folgt

$$a_B = 20 \lg \frac{U_o}{2 U_z} \quad \text{in dB}$$

Hat die Spannungsquelle den Innenwiderstand Z und der Indikator ebenfalls den Eingangswiderstand Z, so kann die Betriebsdämpfung aus dem Verhältnis der am Indikator angezeigten Spannung U_1 ohne den zu messenden Vierpol bei Verbindung der Spannungsquelle mit dem Indikator und der Spannung U_2 bei zwischengeschaltetem Vierpol ermittelt werden.
Bei Fehlanpassung der Spannungsquelle oder des Indikators können wieder Meßfehler auftreten.

Die Spannungsquelle hat den Innenwiderstand Z, der Indikator ist fehlangepaßt

Der Ausgang des Vierpols läßt sich in diesem Falle als Ersatzspannungsquelle mit der Leerlaufspannung U_{02} und dem Innenwiderstand

$$\mathfrak{R}_2 = R_2 + jX_2$$

darstellen (Bild 6).
Die von dieser Ersatzspannungsquelle an Z abgegebene Spannung ist nach Gl. (6)

$$U_{z2} = U_{02}\left(\frac{m_2 Z}{R_2}\right)^{\frac{1}{2}} \frac{1}{1+m_2}$$

Zur Vereinfachung der Rechnung kann wieder angenommen werden, daß der Ausgangswiderstand durch die an den Ausgang des Viepols geschaltete Verbindungsleitung auf

$$\mathfrak{R}_2' = m_2 Z$$

und damit die Spannung auf

$$U_{02}' = U_{02}\left(\frac{m_2 Z}{R_2}\right)^{\frac{1}{2}}$$

transformiert wird.

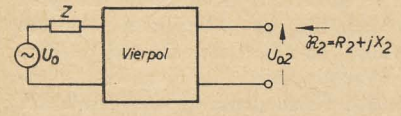


Bild 6: Spannungsquelle mit angeschaltetem Meßvierpol

Da der Vierpol aber bei der Messung nicht mit Z, sondern mit $\mathfrak{R}_a$ abgeschlossen ist, wird die Spannung

$$U_2 = U_{02}\left(\frac{m_2 Z}{R_2}\right)^{\frac{1}{2}} \left|\frac{\mathfrak{R}_a}{m_2 Z + \mathfrak{R}_a}\right|$$

Die bei der Messung ohne Vierpol an $\mathfrak{R}_a$ stehende Spannung ist

$$U_1 = U_0 \left|\frac{\mathfrak{R}_a}{Z + \mathfrak{R}_a}\right|$$

Die bei Abschluß mit Z an Z stehende Spannung ist

$$U_{z1} = U_0/2$$

Aus den Gleichungen folgt

$$\frac{U_2}{U_1} = 10^{\frac{a_B}{20}} \frac{1+m_2}{2} \left|\frac{Z+\mathfrak{R}_a}{m_2 Z + \mathfrak{R}_a}\right|$$

Damit ergibt sich der Fehler der Dämpfung, die aus beiden Meßspannungswerten U_1 und U_2 nach

$$a_B = 20 \lg \frac{U_2}{U_1} \quad \text{in dB}$$

errechnet wird, zu

$$20 \lg \frac{(1+m_2)(1+m_a)}{2(1+m_2 m_a)} \leq \Delta a_B \leq 20 \lg \frac{(1+m_2)(1+m_a)}{2(m_2+m_a)}$$

Die Spannungsquelle ist fehlangepaßt, der Indikator hat den Eingangswiderstand Z

Die Berechnung erfolgt ähnlich wie im vorstehenden Abschnitt. Auf die ausführliche Berechnung soll darum verzichtet werden. Als Ergebnis für den Dämpfungsfehler erhält man

$$20 \lg \frac{(1+m_1)(1+m_1)}{2(1+m_1 m_1)} \leq \Delta a_B \leq 20 \lg \frac{(1+m_1)(1+m_1)}{2(m_1+m_1)}$$

Beispiele

Im folgenden sind als Beispiele die Meßfehlergrenzen bei den verschiedenen Spannungsmeßmethoden angegeben. Es wird angenommen, daß der Anpassungsfaktor der Meßspannungsquelle $m_i = 0{,}7$ und der Anpassungsfaktor des Spannungsmessers $m_a = 0{,}8$ bzw. $m_a = 0{,}5$ ist.

Spannungsmeßmethode	$\frac{\Delta U_{mess}}{U_z}$	
	$m_a = 0{,}8$	$m_a = 0{,}5$
mit Durchgangsmeßkopf	+0,133 ··· −0,128	+0,417 ··· −0,37
mit Leistungsmesser bei Berechnung $U_{mess} = (N_{anz} \cdot Z)^{\frac{1}{2}}$	+0,012 ··· −0,025	+0,002 ··· −0,11
mit Leistungsmesser bei Berechnung $U_{mess} = (N_{anz} \cdot Z)^{\frac{1}{2}} \frac{\left(m_a + \frac{1}{m_a} + 2\right)^{\frac{1}{2}}}{2}$	+0,02 ··· −0,017	+0,06 ··· −0,055
nach der Substitutionsmethode	+0,02 ··· −0,017	+0,06 ··· −0,055

Schlußbetrachtung

Bei Spannungsmessungen mit dem Durchgangsmeßkopf und dem Leistungsmesser können immer dann Meßfehler infolge von Fehlanpassungen auftreten, wenn ihre Eingangswiderstände ungleich Z sind. Es sind auch dann Meßfehler möglich, wenn die Meßspannungsquelle an die Meßeinrichtung angepaßt ist. Spannungsmessungen nach der Substitutionsmethode können nur dann zu Meßfehlern führen, wenn beide Widerstände, der der Meßspannungsquelle und der des Indikators, ungleich Z sind.
Bei Dämpfungsmessungen können dann infolge von Fehlanpassungen Meßfehler auftreten, wenn zwei der zusammengeschalteten Widerstände an die Meßeinrichtung nicht angepaßt sind.
In diesem Zusammenhang soll noch besonders darauf hingewiesen werden, daß z. B. bei Dämpfungsmessungen von Reaktanzvierpolen im Sperrbereich große Meßfehler auftreten können, wenn Eingang und Ausgang des Vierpols nicht richtig mit Z abgeschlossen werden, weil im Sperrbereich der Anpassungsfaktor des Reaktanzvierpols praktisch gleich Null ist.
Schließlich wird auch auf die Möglichkeit der Anpassungsmessung von aktiven Zweipolen mit einer variablen Verlängerungsleitung hingewiesen. Koppelt man an die eine Seite der Leitung einen Indikator so lose an, daß der Anpassungsfaktor $m_a \approx 0$ wird, und schließt man an die andere Seite den zu messenden aktiven Zweipol an, so kann bei konstant gehaltener Leerlaufspannung der Anpassungsfaktor des Zweipols durch Messung von U_{max} und U_{min} zu

$$m_1 = \frac{U_{min}}{U_{max}}$$

ermittelt werden.
Die Spannungen U_{min} und U_{max} sind die maximale und die minimale Anzeigespannung für $m_a = 0$.

Literatur

[1] Mollwo: Zur Präzisionsmessung der Rauschtemperatur von Zweipolen im Dezimeterwellengebiet durch Substitution. A.E.Ü. 11 (1957), S. 295–306

[2] Meinke-Gundlach: Taschenbuch der Höchstfrequenztechnik. Springer-Verlag, Berlin/Göttingen/Heidelberg, 1962

Ein neues optoelektronisches Bauelement – der photonengekoppelte Isolator

Die amerikanische Firma Philco (Lansdale Division) hat im vergangenen Jahr ein optoelektronisches Bauelement herausgebracht, das interessante Eigenschaften besitzt: den photonengekoppelten Isolator L 4450. Das Bauelement besteht aus einer lichtemittierenden Gallium-Arseniddiode als Sender und einem Silizium-Planarfotodetektor. Beide Bauelemente sind in einem gemeinsamen Gehäuse von 12 mm Höhe und 10 mm ∅ angeordnet. Die Signalübertragung erfolgt streng in einer Richtung (unilateral) durch Photonen (Lichtquanten). Die Kopplung zwischen Sender und Empfänger erfolgt im infraroten Spektralbereich,

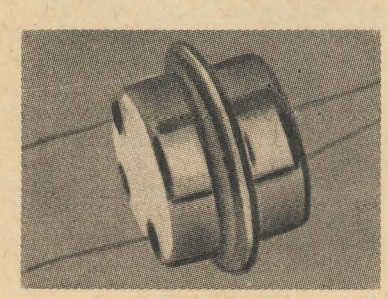


Bild 1: Photonengekoppelter Isolator

wobei das Licht einen kurzen Weg über eine elektrostatische Abschirmung zurücklegt. So werden parasitäre Kapazitäten zwischen Sender und Empfänger auf einem sehr kleinen Wert gehalten, und man erzielt eine hohe elektrische Isolation zwischen den beiden Kreisen. Das Bauelement L 4450 gestattet eine Isolation von mehr als 80 dB im Frequenzbereich von 0···1 GHz. Bild 1 zeigt die äußere Form des neuen Bauelements. Die Anwendungen umschließen viele Signalübertragungsfunktionen, die hohe Isolation und einseitig gerichteten Informationsfluß erfordern, wie z. B. Hochgeschwindigkeitsrelais, Gleichstrom- und Isolationsverstärker, Modulatoren und Digitalschaltungen.

Nachstehend die technischen Daten des Isolators L 4450:

Maximalwerte (bei 25 °C)

Spannung zwischen Eingangs- und Ausgangsklemmen:	1000 V
Vorwärtsstrom der Ga-As-Sendediode:	100 mA
Detektorsperrspannung:	25 V
Lagerungstemperatur:	≦ + 100 °C

Betriebswerte (bei 25 °C)

Großsignalstromübertragung bei 10 mA Sendestrom und einem Lastwiderstand $R_L = 10\ k\Omega$:	6 mV
Eingang-Ausgang-Isolation bei 1 GHz:	80 dB
Ausgang-Eingang-Isolation bei 1 GHz:	80 dB
Widerstand zwischen Eingang und Ausgang bei 200 V:	$10^{12}\ \Omega$
Kapazität zwischen Eingang und Ausgang:	$< 5 \cdot 10^{-3}$ pF
Grenzfrequenz bei $R_L = 1000\ \Omega$:	300 kHz

Im Bild 2 sind die Kennlinien für die Signalübertragung bei großen Signalen dargestellt, dabei ist die Größe des Lastwiderstandes der Parameter.

Als Anwendung dieses photonengekoppelten Isolators ist noch die von der gleichen Firma entwickelte Isolationsschalteranordnung für Datenübertragung Typ P 650 A zu erwähnen. Dieser Isolationsschalter ist hauptsächlich für Anwendungsfälle bei Nachrichten-Simplexdatenkanälen und für Zeitgeberimpulsleitungen mit hohen Isolationsforderungen gegenüber äußeren, durch Leitung oder Strahlung übertragenen Störsignalen gedacht.

Der Isolationsschalter wird vorwiegend bei digitalen Datenübertragungen eingesetzt, wo hohe Forderungen für die Eingangs-Ausgangs-Isolation bestehen. Dieser hohe Grad an Isolation wird durch die unilaterale signalmäßige und räumliche Trennung mittels photonengekoppeltem Isolator erzielt.

Der Isolationsschalter P 650 A ist ein aktives Signalregenerationsglied mit Photonenkopplung durch eine elektrostatische Abschirmung hindurch. Der Isolator L 4450 überträgt die Signale zwischen zwei hochfrequenzmäßig und elektrisch geschirmten Gehäusen. Die Eingangsschaltung verstärkt und formt die eintreffenden Daten- und Zeitgebersignale niedrigen Pegels auf geeignete Werte für die Modulation der GaAs-Diode. Das vom Si-Fotodetektor nachgewiesene Ausgangssignal wird verstärkt und schaltet die Ausgangsbatterie bipolar nach Art eines Telegrafenrelais.

Bild 3 zeigt das elektrische Blockschaltbild der Anordnung, und im Bild 4 sind die Isolationsdämpfungswerte über den Einsatzfrequenzbereich angegeben.

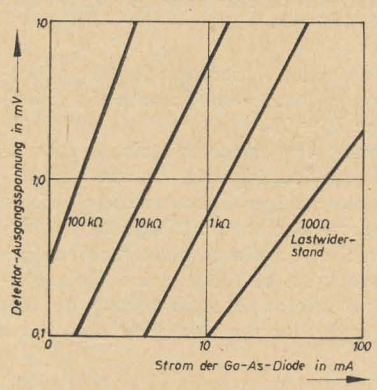


Bild 2: Kennlinien für die Signalübertragung bei großen Signalen

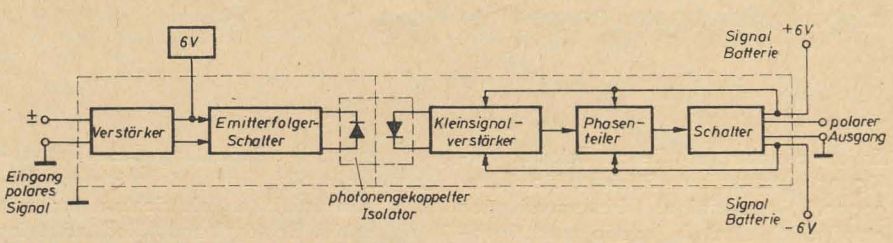


Bild 3: Elektrisches Blockschaltbild der Anordnung

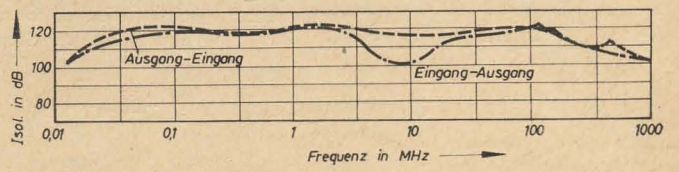


Bild 4: Isolationsdämpfungswerte in Abhängigkeit vom Einsatzfrequenzbereich

Abschließend die technischen Daten des P 650 A:

a) Signalcharakteristik

Spannung:	6 V polar
Strom (Empfangsstrom):	1 mA nomin.
Scheinwiderstand:	6200 Ω 10%
Frequenz (Sinus oder Rechteck):	20 Hz bis 5 kHz

b) Eingangsleistungsbedarf: 6 V Gleichstrom bei 40 mA Spitze

c) Charakteristik des Ausgangssignals

Spannung:	6 V polar
Strom:	1···60 mA
Scheinwiderstand:	100 Ω 10%

d) Ausgangsleistungsbedarf
Keine äußere Quelle erforderlich. Schaltung arbeitet von Signalbatterie mit 10 mA über den definierten Laststrom für die aktive Schaltung.

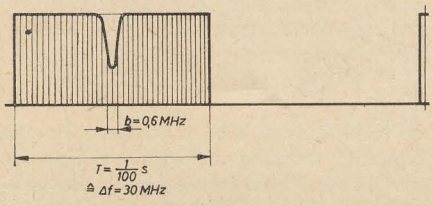
Fischer

Ausgangsspannung und Innenwiderstand bei geregelten HF-Generatoren

Immer wieder begegnet man in Gerätebeschreibungen und dgl. dem weit verbreiteten Irrtum, daß eine vollkommene Amplitudenregelung der Ausgangswechselspannung an dem Punkt der Regelspannungsabnahme den Innenwiderstand eines HF-Generators zu Null werden läßt. Weiter wird gefolgert, daß man dann, um einen bestimmten Quellwiderstand herzustellen, den gesamten gewünschten Widerstandswert als Reihenwiderstand einbringen muß. Das ist jedoch ein Trugschluß, tatsächlich gewinnt man nur eine konstante Ausgangsspannung, solange statische Belastungsschwankungen mit einer Frequenz, die kleiner als die Grenzfrequenz der Regelstrecke bleibt, ausgeregelt werden können. Dieses Verhalten darf aber keinesfalls mit der Verkleinerung des effektiven Innenwiderstandes einer Spannungsquelle, wie sie beispielsweise durch Gegenkopplung zu erreichen ist, verwechselt werden. (Grenzfrequenz der „Regelstrecke" größer als Signalfrequenz!)

Ein kleines Gedankenexperiment soll die physikalischen Zusammenhänge schnell und eindeutig klarmachen:

Man stelle sich das Ausgangssignal eines Wobbelgenerators vor, der beispielsweise bei einer Mittenfrequenz von 300 MHz einen Frequenzhub von 30 MHz liefert, so daß auf die Halbperiode des – wie üblich – mit 50 Hz frequenzmodulierten und getasteten Signals etwa $3 \cdot 10^6$ Schwingungen entfallen. Bei Belastung mit einem ohmschen Widerstand wird man nun, solange die Regelung wirksam



Wobbelsignal mit überlagerter Resonanzkurve eines Reinschwingkreises mit folgenden Werten: $f_0 = 300$ MHz, $\varrho = 500$ (b = 0,6 MHz) entspricht einer demodulierten NF von etwa 2,5 kHz. Auf die Bandbreite des Schwingkreises entfallen dann $5 \cdot 10^4$ HF-Perioden.

bleibt, keine Änderung der Ausgangsspannung feststellen (falsche Schlußfolgerung $R_i = 0$).

Belastet man jedoch mit einem schmalbandigen Schwingkreis, dessen dem Signal aufgeprägte Resonanzkurve infolge geringerer oberer Grenzfrequenz der Regelstrecke von dieser nicht mehr aufgelöst wird, so erscheint seine Resonanzkurve als Belastungsschwankung auf der Ausgangsspannung entsprechend dem effektiven Innenwiderstand der HF-Spannungsquelle, womit gezeigt ist, daß sich der für die HF wirksame Innenwiderstand durch die Amplitudenregelung nicht verändert hat.

Ein zweites Beispiel: Der Wobbler wird mit einer langen, verlustfreien HF-Reflexionsleitung belastet, deren Länge so bemessen wird, daß die durch die periodische Änderung des Eingangswiderstandes bei veränderlicher Frequenz verursachte Amplitudenmodulation der Ausgangsspannung mit einer Frequenz erscheint, die über der oberen Grenzfrequenz der Regelstrecke liegt.

Auch in diesem Fall erkennt man sofort die Unwirksamkeit der Regelung und das Vorhandensein des natürlichen Innenwiderstandes der Quelle, der $\neq 0$ ist.

Abschließend soll festgestellt werden, daß sich derartige geregelte Generatoren nur durch Kettenschaltung mit ausreichend bemessenen Dämpfungsgliedern mit einem definierten Anpaßwiderstand auslegen lassen.

Karlheinz Rieche

Literatur

[1] Bohr, L., und Haenel, St.: Ein Wobbler für die Fernsehbänder IV und V. radio und fernsehen 14 (1965), H. 3, S. 70

[2] Gerätebeschreibung für Breitbandwobbler BWS 1. VEB Werk für Meßelektronik, Berlin

Impulsüberspannungen im Netz

Es ist bekannt, daß die zur Zeit zur Verfügung stehenden Siliziumgleichrichter gegen impulsartige Überspannungen empfindlich sind. In radio und fernsehen 11 (1962), H. 18, S. 579 wurde bereits darauf hingewiesen. Angaben über die Höhe und Häufigkeit dieser Überspannungen fehlten bisher.

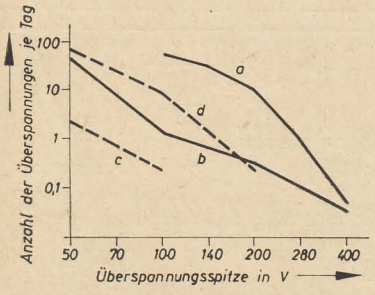


Bild 1:
a) Meßstelle in einem Labor innerhalb einer Fabrik (52 Tage)
b) Meßstelle in einer Trafostation neben einem Fabrikgebäude (77 Tage)
c) Meßstelle in einer Trafostation (96 Tage)
d) Meßstelle an der Hauptsicherung eines Wohngebäudes (57 Tage)

Angesichts der Bedeutung dieses Fragenkomplexes für den betriebssicheren Einsatz von Halbleitergleichrichtern hat nun die „British Electrical and Allied Industries Research Association" die im Netz auftretenden Überspannungen mit modernen elektronischen Geräten analysiert. Es wurden Spannungsimpulse in positiver Rich-

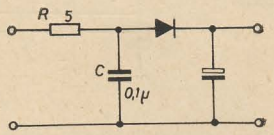


Bild 2: Gleichrichterschaltung für Fernsehempfänger

tung mit einer Zeitdauer von $> 1\ \mu s$ erfaßt und getrennt nach den Spannungsstufen 50, 100, 200 und 400 V gezählt. In negativer Richtung treten derartige Impulse im Mittel in gleicher Häufigkeit und Höhe auf.

Das Ergebnis der Untersuchungen ist im Bild 1 dargestellt. Wir sehen, daß das Netz in der Nähe der Trafostation „am ruhigsten" ist und erkennen ferner, daß auch an elektrischen Lichtnetzen in Wohnhäusern erhebliche Impulsüberspannungen auftreten können.

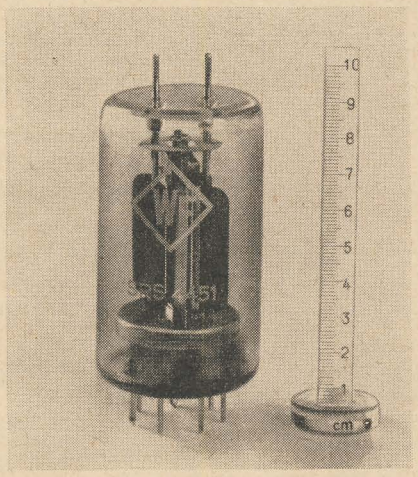
Die Folgerung, die der Praktiker aus dieser Untersuchung zu ziehen hätte, wäre die, daß unmittelbar am Lichtnetz arbeitende Schaltungen mit Siliziumgleichrichtern für die doppelte bis dreifache Netzspannung ausgelegt werden müssen. In der bekannten Einweggleichrichterschaltung von Fernsehempfängern (Bild 2), wird normalerweise bei auf den Scheitelwert aufgeladenem Ladekondensator während der Sperrhalbwelle der Gleichrichter mit einer Scheitelspannung von $2 \cdot \sqrt{2} = 700$ V beansprucht, wenn die Netzspannung sinusförmig verläuft und eine mögliche Netzüberspannung von 10% in Rechnung gestellt wird. Zu dieser Spannung ist noch nach Bild 2 der Impulsüberspannungswert von 400 V zu addieren. Man kommt so zu einer Spannungsbeanspruchung von mindestens 1100 V und verlangt daher von Netzgleichrichterdioden für Fernsehempfänger eine Durchbruchspannung von mehr als 1250 V. Das RC-Glied ($R = 5\ \Omega$, $C = 0{,}1\ \mu F$) mit einer Zeitkonstanten von 0,5 μs ändert daran nichts und dient lediglich zum Auffangen von sehr kurzzeitigen Überspannungen geringen Energieinhalts.

Elektronus

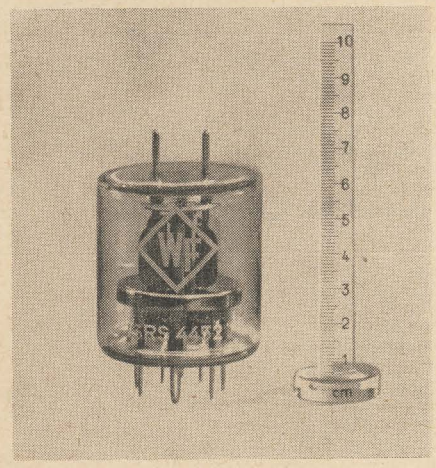
K. STURM

Doppeltetroden SRS 4451 und SRS 4452

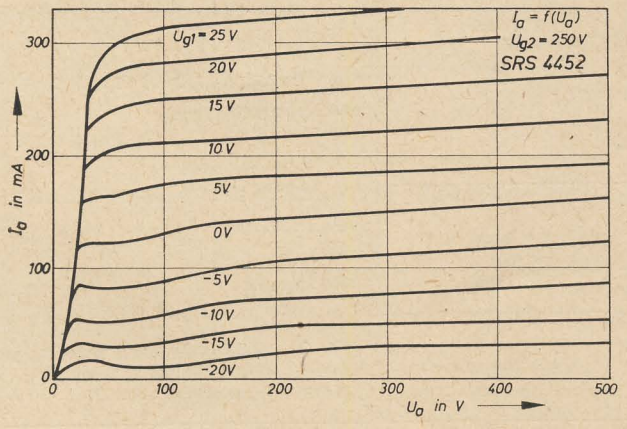
Die SRS 4451 und die SRS 4452 sind strahlungsgekühlte Senderöhren. Sie können als HF- und NF-Verstärker, Oszillator und Frequenzvervielfacher besonders beim Amateurfunk verwendet werden.
Sowohl die beiden Systeme der SRS 4451 als auch die der SRS 4452 besitzen ein gemeinsames Schirmgitter. Werden die Röhren oberhalb von 150 MHz betrieben, so sind der Kolben und die Anodenanschlüsse durch einen schwachen Luftstrom zusätzlich zu kühlen. Kolben und Durchführungen dürfen die Temperatur von 180 °C nicht übersteigen.
Die Betriebslage kann senkrecht oder waagerecht gewählt werden. Soll die Röhre waagerecht eingebaut werden, so müssen die Anodenanschlüsse in einer waagerechten Ebene liegen.

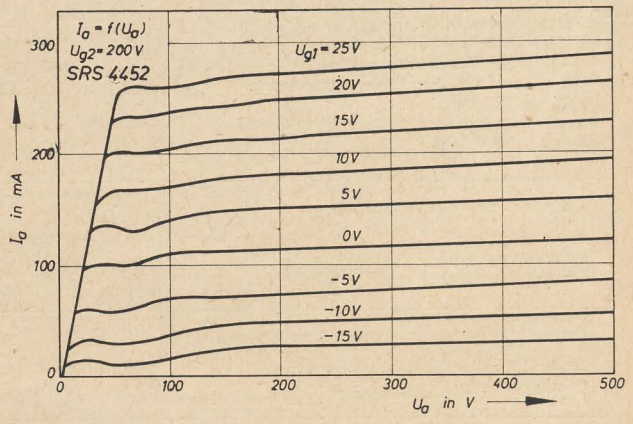


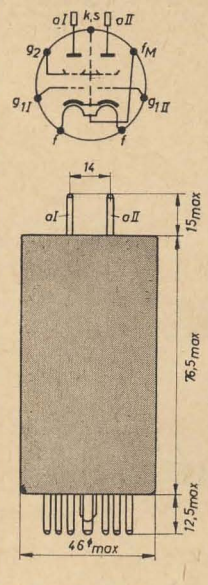
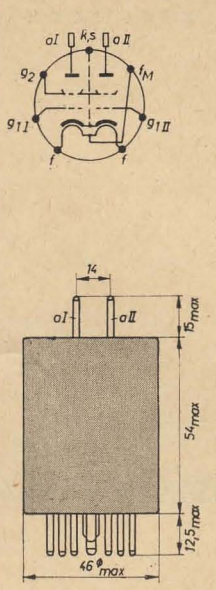
Doppeltetrode SRS 4451



Doppeltetrode SRS 4452





Technische Daten	SRS 4451	SRS 4452
		
Masse in g	≈ 95	≈ 65
Sockel	Septar 7–25	Septar 7–25
Heizung: indirekt geheizte Oxidkatode		
Heizfaden	parallel / hintereinander	parallel / hintereinander
Heizspannung U_f in V	6,3 / 12,6	6,3 / 12,6
Heizstrom I_f in A	1,8 / 0,9	1,3 / 0,65
Allgemeine statische Werte je System		
Anodenspannung U_a in V	600	250
Schirmgitterspannung U_{g2} in V	250	250
Gittervorspannung U_{g1} in V	−24	−22
Anodenstrom I_a in mA	30	20
Steilheit S in mA/V	4,5	2,5
Schirmgitterverstärkungsfaktor $\mu_{g2/g1}$	8,2	8
Grenzwerte		
Frequenz f_{max} in MHz	250 / 500	600
Anodenspannung $U_{a\,max}$ in V	600 / 500	600
bei Anoden- und Schirmgitterspannungsmodulation $U_{a\,mod\,max}$ in V		500
Schirmgitterspannung $U_{g2\,max}$ in V	250	250
Steuergittervorspannung $-U_{g1\,max}$ in V	175	200
bei HF-Verstärkung $-U_{g1\,max}$ in V		75
bei Anoden- und Schirmgitterspannungsmodulation $-U_{g1\,mod\,max}$ in V		100
bei NF-Verstärkung $-U_{g1\,max}$ in V		75
Katodenstrom $I_{k\,max}$ in mA	2 × 120	2 × 55
Katodenspitzenstrom $i_{k\,max}$ in mA	2 × 700	
Gitterstrom $I_{g1\,max}$ in mA	2 × 5	2 × 2,5
Anodenverlustleistung $Q_{a\,max}$ in W	2 × 20	2 × 10
Schirmgitterverlustleistung $Q_{g2\,max}$ in W	7	3
Steuergitterverlustleistung $Q_{g1\,max}$ in W	2 × 1	2 × 0,5
Gitterableitwiderstand je System		
bei fester Gittervorspannung $R_{g1\,(f)\,max}$ in kΩ	50	50
bei automatischer Gittervorspannung $R_{g1\,(k)\,max}$ in kΩ	100	100
Spannung zwischen Heizer und Katode $U_{f/k\,max}$ in V	100	100
Kapazitäten je System		
Eingang c_e in pF	≈ 10,5	≈ 5,5
Ausgang c_a in pF	≈ 3,2	≈ 2
Gitter 1/Anode $c_{g1/a}$ in pF	≦ 0,1	≦ 0,07
Kapazitäten in Gegentaktschaltung		
Gitter 1/I/Gitter 1/II $c_{g1I/g1II}$ in pF	≈ 6,7	≈ 4,0
Anode I/Anode II $c_{aI/aII}$ in pF	≈ 2,1	≈ 1,3

Betriebswerte der SRS 4451 als HF-Verstärker (Gegentakt-C-Betrieb)

Betriebsfrequenz f	200	250	430	500	MHz
Wellenlänge λ	1,5	1,2	0,7	0,6	m
Anodenspannung U_a	600	600	520	500	V
Schirmgitterspannung U_{g2}	250	250	250	250	V
Gittervorspannung U_{g1}	−80	−80	−80	—	V
Gitterableiterwiderstand R_{g1}	—	—	—	20	kΩ
Gitterwechselspannung (zwischen den Steuergittern der beiden Systeme) $\hat{0}_{g1I/g1II}$	200	—	—	—	V
Anodenstrom I_a	2×100	2×100	2×100	2×100	mA
Schirmgitterstrom I_{g2}	16	16	18	20	mA
Gitterstrom I_{g1}	2×2,5	2×2,5	2×2,8	2×3	mA
Schirmgitterverlustleistung Q_{g2}	4	4	4,5	5	W
Anodenverlustleistung Q_a	2×15	2×17,5	2×19	2×20	W
Ausgangsleistung N~	90	85	66	60	W
Wirkungsgrad η	75	71	64	60	%

Beim Amateurfunk werden im KW-Bereich beide Systeme parallel, im UKW-Bereich (2 m und 70 cm) in Gegentakt geschaltet

Betriebswerte der SRS 4452 als HF-Verstärker (Gegentakt-C-Betrieb)

Betriebsfrequenz f	200	200	400	400	600	MHz
Wellenlänge λ	1,5	1,5	0,75	0,75	0,5	m
Anodenspannung U_a	600	300	400	200	400	V
Schirmgitterspannung U_{g2}	250	250	250	200	250	V
Gittervorspannung U_{g1}	−60	−40	−50	−30	−50	V
Anodenstrom I_a	2×50	2×50	2×50	2×50	2×50	mA
Schirmgitterstrom I_{g2}	2×4	2×4,5	2×2,5	2×3,0	2×2,5	mA
Gitterstrom I_{g1}	2×0,7	2×0,7	2×0,7	2×0,5	2×0,7	mA
Anodenverlustleistung Q_a	2×6	2×4,5	2×8	2×4,5	2×10	W
Schirmgitterverlustleistung Q_{g2}	2×1,0	2×1,1	2×0,6	2×0,6	2×0,65	W
Ausgangsleistung N~	48	21	24	11	20	W
Wirkungsgrad η	80	70	60	55	50	%

Beim Amateurfunk werden im KW-Bereich beide Systeme parallel, im UKW-Bereich (2 m und 70 cm) in Gegentakt geschaltet

Aus der Reparaturpraxis

Schlüssel für das Herstellungsdatum der Telam- und Tesla-Röhren

Telam-Röhren

	1963	1964	1965	1966	1967	1968	1970
Januar	AA	CA	EA	GA	IA	KA	MA
Februar	AB	CB	EB	GB	IB	KB	MB
März	AC	CC	EC	GC	IC	KC	MC
April	AD	CD	ED	GD	ID	KD	MD
Mai	AE	CE	EE	GE	IE	KE	ME
Juni	AF	CF	EF	GF	IF	KF	MF
Juli	BA	DA	FA	HA	JA	LA	NA
August	BB	DB	FB	HB	JB	LB	NB
September	BC	DC	FC	HC	JC	LC	NC
Oktober	BD	DD	FD	HD	JD	LD	ND
November	BE	DE	FE	HE	JE	LE	NE
Dezember	BF	DF	FF	HF	JF	LF	NF

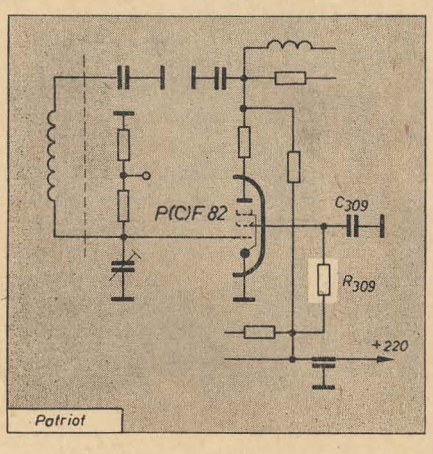
Tesla-Röhren

	1962	1963	1964	1965	1966
Januar	VK	UA	TD	YP	DW
Februar	VL	UB	TE	YQ	DX
März	VM	UC	TF	YR	DY
April	BB	AM	ZX	EG	XD
Mai	BD	AN	ZY	ER	XE
Juni	BW	AO	ZZ	EJ	XF
Juli	HQ	GH	FA	LS	KR
August	HR	GS	FB	LT	KS
September	HS	GT	FC	LU	KT
Oktober	OD	NU	SJ	RN	QA
November	OE	NV	SK	RO	QB
Dezember	OF	NW	SL	RF	QC

Aus einem Rundschreiben des VEB Industrievertrieb Leipzig
Rundfunk und Fernsehen
Bezirksvertriebsleitung Berlin

Bild- und Tonschwund beim TV-Empfänger „Patriot", Rafena

Nachdem der Empfänger lange ohne Störungen arbeitete, fielen Bild und Ton schlagartig aus. Auf Eingangssignale blieb der Empfänger unempfindlich. Die ZF-Stufen wurden ohne Erfolg überprüft.

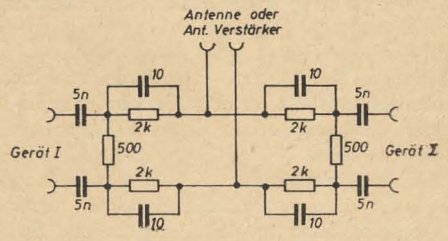


Eine Untersuchung des Eingangsteils ergab, daß der Schirmgitterwiderstand der Oszillatorröhre PCF 82 durchgebrannt war. Der Grund des Durchbrennes war ein Schirmgitter-Bremsgitterschluß der Röhre. Nach Auswechseln der Röhre und des Widerstandes arbeitete das Gerät einwandfrei. Beim Arbeiten im Eingangsteil muß auf die Anschlüsse der Durchführungskondensatoren geachtet werden.

M. Höhne

Zwei Fernsehgeräte an einer Antenne

Sind zwei Fernsehteilnehmer im gleichen Hause gut bekannt und hat bereits einer eine gute Fernsehhochantenne, so kann sie auch für den neu hinzugekommenen Partner verwendet werden.
Besser als allgemein angenommen wird, hilft hier ein unkomplizierter Doppelentkoppler. Dieses kleine Gerät hat sich auch bei größerer Entfernung vom Sender glänzend bewährt. Bei nicht übermäßiger Länge der Bandleitung bewirkt der Anschluß des zweiten Fernsehapparates an die gleiche Antenne einen nur mäßigen Verlust an Empfangsstärke. Er tritt praktisch kaum oder nur minimal in Erscheinung, wenn zwischen Antenneneinführung und Doppelentkoppler ein kleiner Antennenverstärker eingefügt wird.

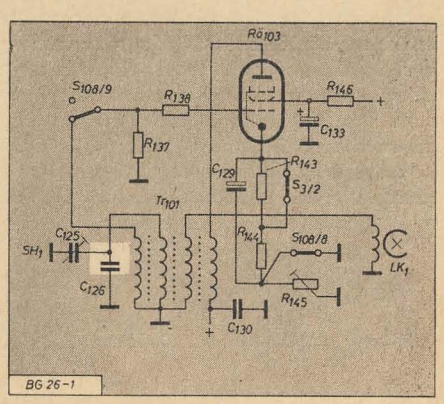


Das Prinzip des Entkopplers ist absolut nicht neu und findet in den Gemeinschaftsantennenanlagen in Wohnblöcken und Hochhäusern in Form von Entkopplungssteckdosen Verwendung. Der einfach durchzuführende Nachbau des Doppelentkopplers empfiehlt sich in den angegebenen Fällen und kann in Reparaturwerkstätten auch immer von Nutzen sein, wenn zu Vergleichszwecken zwei Fernsehempfänger nebeneinander an der gleichen Antenne betrieben werden sollen.

W. Marx

Keine Löschung

Ein Heimbandgerät BG 26-1 löschte nicht. Zunächst wurden sämtliche Schalter, die dafür in Frage kommen, gesäubert. Dies brachte keine Änderung. Danach wurde



der Kondensator C_{126} überprüft. Er wies einen direkten Schluß auf. Es handelt sich dabei um einen Styroflexkondensator.

Schreiter

Kettenreaktion

Bei einem TV-Empfänger der „Start"-Serie bekam die im Tonteil eingesetzte PL 84 von Telefunken bei entsprechender Erwärmung Schluß zwischen Anode und Gitter 3. Da das Gitter 3 an Katode liegt, wurde

damit die volle Anodenspannung an die Katodenkombination gelegt. Während der Katodenwiderstand diese enorme Überlastung überstand, explodierte der parallel liegende Katodenkondensator sofort. Der nach unten herausgeschossene Kondensatorwickel verursachte einen Kurzschluß der Kompensationsspannung für das Gitter 1 der Bildröhre am hier liegenden Helligkeitsregler und damit einen Helligkeitsausfall.

Der außergewöhnliche Röhrenfehler, der die eigentliche Ursache war, zeigte sich erst bei gründlicher Messung wieder und entstand durch eine seitlich eingedrückte Anode.

O. Stangl

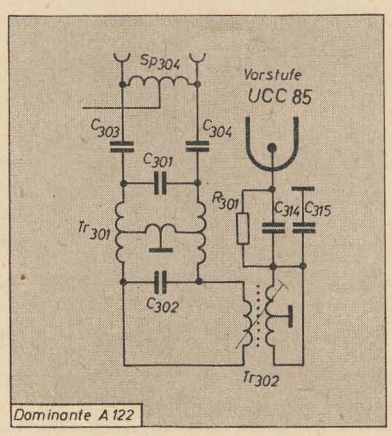
Geringe Empfindlichkeit eines Rundfunkempfängers „Dominante A 122"

Bei UKW-Empfang mit Außenantenne wurden nur die starken Sender empfangen. Mit eingebauter Antenne kam kein Sender durch.

Ein Auswechseln der UCC 85, die Prüfung der Spannungsverhältnisse und ein neuer Abgleich brachten keine Ergebnisse. Erst eine Prüfung von den Antennenbuchsen her zeigte den Fehler. Der Trafo 301, das Antennenfilter, war an den Messingschienen kalt verlötet. Nach Ablöten und Neuverzinnen der C-Anschlüsse lief das Gerät wieder leistungsstark.

Eine Schnellprüfung der vier C-Anschlußpunkte dieses Filters läßt sich leicht mit einem Madenschraubenzieher durchführen. Schließt man diese vier Punkte einzeln nach dem Chassis über die etwa 2 cm Schraubenzieherlänge kurz, so darf bei ordnungsgemäßen Anschlüssen keine wesentliche Lautstärkeveränderung eintreten.

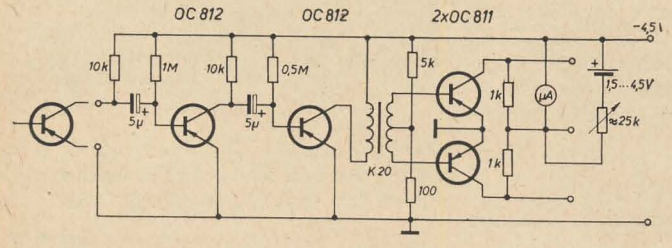
Wird das Gerät bei einem dieser Kurzschlüsse lauter, so muß diese Stelle, besser aber alle vier Anschlußpunkte, neu verlötet werden.



K. Tischler

Einfaches Rauschtestgerät für Transistoren

Das verhältnismäßig hohe Eigenrauschen der Transistoren ist eine mitunter recht unangenehme Eigenschaft, der man besonders bei Vorstufen mit hoher Nachverstärkung besondere Aufmerksamkeit schenken muß. Der Bastler behilft sich mangels der erforderlichen Meßmöglichkeiten für den Rauschpegel mit versuchsweisem Austausch der kritischen Transistoren. Da es meist jedoch etwas kostspielig ist, für diese Zwecke mehrere Exemplare kaufen zu müssen, ist eine Auswahl beim Kauf zweckmäßig. Leider kann man sich nicht unbedingt auf die speziell rauscharmen Typen verlassen, da auch diese mitunter rauschen können. Andererseits lassen sich bei anderen Typen rauscharme Exemplare finden (z. B. bei den wegen ihres Preises bevorzugten Bastlertransistoren). Das erfordert auf jeden Fall ein geeignetes Prüfgerät, das den Rauschtester mit enthalten kann. Für Reststrom- und Stromverstärkungsprüfung gibt es genügend Bauanleitungen.



Schaltung zur Ermittlung des Transistorrauschens

Im allgemeinen ist es für den Amateur nicht wichtig, den genauen Rauschfaktor zu kennen. Ein Vergleich der beim Kauf vorliegenden Transistoren auf geringstes Rauschen genügt vollkommen und ermöglicht einen außerordentlich einfachen Aufbau des Testgerätes.

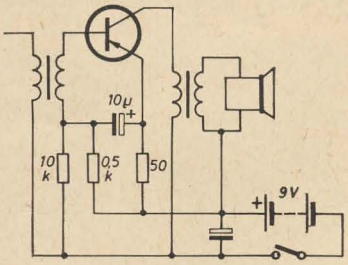
Der zu prüfende Transistor wird bei offener Basis untersucht. Hierbei ist das Rauschen am stärksten. Es ist ohne weiteres möglich, durch Zuschaltung eines Basisspannungsteilers das Rauschen bei verschiedenen Arbeitspunkten zu untersuchen. Bei der angewandten Schaltung arbeitet der Prüftransistor im Reststromgebiet; die Verlustleistung ist außerordentlich gering, so daß alle Transistortypen unbedenklich geprüft werden können. Die Rauschspannung wird über 5 µF einem zweistufigen Verstärker zugeführt. Die verwendeten Transistoren müssen auf jeden Fall sehr rauscharm sein. Die anschließende Gegentaktstufe ist nicht kritisch. Der Ausgangstrafo ist durch zwei Widerstände ersetzt worden, da die Anzeigevorrichtungen hochohmig sind. Das Meßgerät liegt in der Kollektorstromzuleitung. Bei einer Gegentaktstufe ist der Kollektorstrom aussteuerungsabhängig. Diese Tatsache wurde hier zur Anzeige ausgenutzt. Da für sehr geringe Rauschfaktoren das in Transistorprüfgeräten allgemein verwandte 100-µA-Instrument zu unempfindlich ist, kann zusätzlich an einem der Ausgänge ein Kopfhörer oder ein Oszillograf angeschlossen werden. Für die Gegentaktstufe reichen 25-mW-Typen aus. Der Meßbereich des Instruments kann umschaltbar sein.

Der Aufbau des Testgerätes ist unkritisch. Jedoch muß dieser Baustein sorgsam vor Brummeinstreuungen geschützt werden. Vor allem die Anschlüsse zum Prüftransistor müssen kurz sein. Zur Kompensation des Ruhestromes in der Gegentaktstufe und der Temperaturabhängigkeit ist eine regelbare Gegenstromquelle dem Instrument parallel geschaltet.

Karl-Heinz Kleinsteuber

Berichtigung

In dem Beitrag „Reparatur eines japanischen Transistor-Reflexempfängers" in radio und fernsehen 14 (1965), H. 10, S. 320 ist im Schaltbild der Endstufe ein Fehler enthalten. Die Spannungsteilerwiderstände 10 kΩ/0,5 kΩ sind falsch angeschlossen. Der richtige Anschluß ist: 10 kΩ an Minus, 0,5 kΩ an Plus (siehe Bild).



D. Red.

UKW-Super mit Transistoren

Teil 1

EBERHARD MÜLLER

Der nachfolgend beschriebene UKW-Super ist durchweg mit Transistoren aus der DDR-Fertigung bestückt und in gedruckter Schaltung aufgebaut. NF-Teil, ZF-Teil und Tuner sind auf je einer Leiterplatte untergebracht, so daß sich der Empfänger aus drei Platinen zusammensetzt. Die Betriebsspannung wurde auf 6 V festgelegt.

Schaltung

Tuner

Die Schaltung des Tuners zeigt Bild 1. Die Ankopplung der Antenne (60 Ω unsymmetrisch bzw. 240 Ω symmetrisch) erfolgt induktiv an den Eingangskreis L_2/C_3. Der Koppelkondensator C_1 verbindet den Eingangskreis mit dem Emitter der Vorstufe, die in Basisschaltung arbeitet. C_2 legt die Basis wechselstrommäßig an Masse. Der Zwischenkreis besteht aus L_3, C_4, C_5 und C_{13}. Da der Minuspol der Batteriespannung an Masse liegt, kann der Zwischenkreis geerdet werden, wodurch sich übersichtliche Erdverhältnisse schaffen lassen.

Die Ankopplung an die selbstschwingende Mischstufe, die ebenfalls in Basisschaltung arbeitet, erfolgt über C_6. Die Oszillatorschaltung mit dem zugehörigen Vektordiagramm ist im Bild 2 nochmals herausgezeichnet. Die Basisschaltung des Transistors entspricht bei der Röhre der Gitterbasisschaltung, so daß Ein- und Ausgangsspannung in Phase sind.

Im Rückkopplungszweig ist jedoch trotzdem ein phasendrehendes Glied erforderlich, da der Transistor im Gegensatz zur Röhre bei hohen Frequenzen eine beträchtliche Steilheitsphase hat (bei 100 MHz etwa — 90°).

Geht man im Bild 2 von einer Steuerspannung U_e zwischen Emitter und Basis aus, so ruft diese im Kollektorkreis einen Strom I_2 hervor. I_2 eilt infolge der Steilheitsphase um 90° nach. Da I_2 am abgestimmten Oszillatorkreis L_5/C' eine gleichphasige Spannung U_a hervorruft, eilt diese U_e ebenfalls um 90° nach. U_a treibt durch die Reihenschaltung des Rückkopplungskondensators C_9 und den Eingangswiderstand R_e einen Strom I_1. Da R_e sehr klein gegen den Blindwiderstand von C_9 ist, eilt I_1 fast 90° gegen I_2 vor. Die Rückkopplungsspannung U_r, die durch I_1 an R_e hervorgerufen wird, muß noch durch eine zusätzliche Induktivität L_4 so in ihrer Phase voreilend verschoben werden, daß U_r mit U_e in Phase ist. Die beschriebene Oszillatorschaltung im Bild 2 läßt sich leicht durch Hinzufügen von C_{10} und L_6 zu einer selbstschwingenden Mischstufe erweitern. Die Oszillatorspule L_5 kann für die Zwischenfrequenz nahezu als Kurzschluß angesehen werden, so daß C_{10} in Verbindung mit der Kollektorbasiskapazität C_{cb} und L_6 den Zwischenfrequenzkreis bildet. Die Auskopplung der ZF erfolgt niederohmig über L_7. Da C_{cb} für die Zwischenfrequenz als Spannungsgegenkopplung wirkt, wird der wirksame Innenwiderstand des Tran-

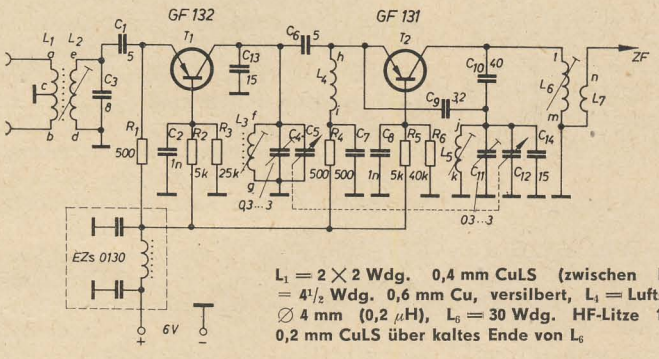


Bild 1: Schaltung des Tuners

$L_1 = 2 \times 2$ Wdg. 0,4 mm CuLS (zwischen L_2 wickeln), $L_2 = L_3 = L_5 = 4^1/_2$ Wdg. 0,6 mm Cu, versilbert, L_4 = Luftspule 8 Wdg. 0,35 mm CuL ∅ 4 mm (0,2 µH), $L_6 = 30$ Wdg. HF-Litze $10 \times 0{,}04$ mm, $L_7 = 2$ Wdg. 0,2 mm CuLS über kaltes Ende von L_6

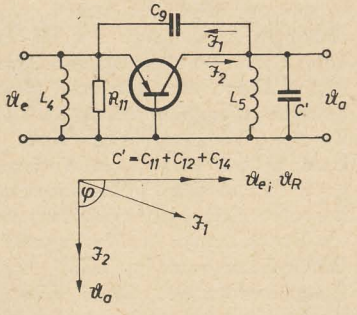


Bild 2: Prinzip des Oszillators mit Vektordiagramm

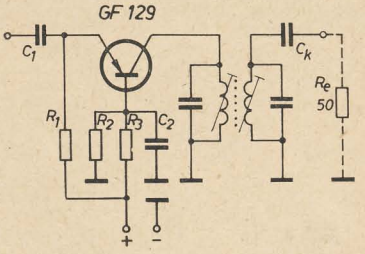


Bild 3: Prinzip einer ZF-Stufe

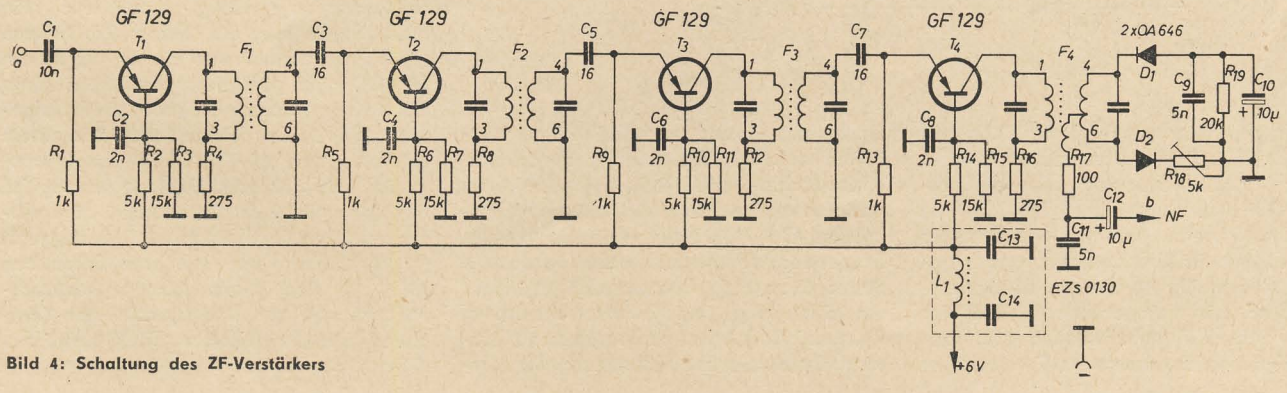


Bild 4: Schaltung des ZF-Verstärkers

sistors für diese Frequenz verkleinert und der ZF-Kreis gedämpft. Durch geeignete Dimensionierung von C_7 und C_8 kann diese Gegenkopplung aufgehoben werden. Wegen der nicht ganz einfachen meßtechnischen Erfassung wurde jedoch darauf verzichtet. Die Zuführung der Plusspannung erfolgt mittels eines Durchführungsfilters.

ZF-Verstärker

Beim Entwurf des ZF-Verstärkers mußte berücksichtigt werden, daß nur für Röhrenempfänger entwickelte Bandfilter zur Verfügung stehen. Diese Forderung wird von der im Bild 3 gezeigten Prinzipschaltung erfüllt, ohne daß ein „Eingriff" in das Filter vorgenommen werden muß. Der Transistor arbeitet in Basisschaltung. Im Kollektorkreis liegt das Bandfilter. Da der Eingangswiderstand der folgenden Stufe nur etwa 50 Ω beträgt, wird der Sekundärkreis mit einem kleinen Kondensator C_k angekoppelt. Für einen leistungsfähigen ZF-Verstärker sind hiervon vier Stufen erforderlich. Das Schaltbild des gesamten Verstärkers zeigt Bild 4.

Die Demodulation erfolgt durch einen unsymmetrischen Ratiodetektor. Die positive Batteriespannung wird über ein Durchführungsfilter zugeführt. Da die Kollektorkapazitäten der Transistoren spannungsabhängig sind, wird der ZF-Verstärker beim Eintreffen eines starken Signals verstimmt. Diese Verstimmung wird durch die Kompensationswiderstände R_4, R_8, R_{12} und R_{16} zum Teil kompensiert. Nach Telefunkenangaben hat sich ein Wert von 275 Ω gut bewährt. Die Größe des Koppelkondensators richtet sich nach dem verwendeten Bandfiltertyp. Im Mustergerät wurden Görler-Filter vom Typ UZB 1 und UZB 2 (Ratio) verwendet. Diese Filter werden nicht mehr hergestellt, konnten aber noch billig gekauft werden. Die Leiterplatte ist jedoch räumlich so gehalten, daß ebenso-

Messung bestimmen. Wenn für den ZF-Verstärker eine Bandbreite B von 180 kHz gefordert wird, muß die Betriebsbandbreite B_1 einer Stufe

$$B_1 = \frac{B}{\sqrt[4]{\sqrt[n]{2} - 1}} = \frac{B}{\sqrt[4]{\sqrt[4]{2} - 1}}$$

$$= \frac{180\ \text{kHz}}{0{,}65} \approx 275\ \text{kHz}$$

betragen. Man braucht also nur die Durchlaßkurve der Schaltung nach Bild 3 aufzunehmen, die bei richtig gewähltem

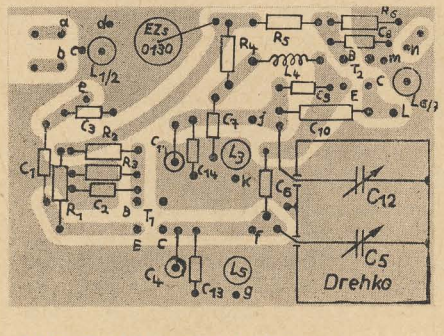


Bild 6: Bestückungsplan des Tuners

C_k eine Bandbreite von 275 kHz haben muß. Bei zu großem C_k wird die Bandbreite infolge der Bedämpfung des Filters durch R_e zu groß. Der richtige Wert für C_k dürfte bei 5···10 pF liegen. Eine Neutralisation des Verstärkers ist nicht erforderlich [5].

NF-Teil

Den Stromlauf des NF-Teils zeigt Bild 5. Die Vorstufe arbeitet mit dem rauscharmen Transistor OC 826. C_1/R_1 stellt eine einfache Klangblende dar, während die Lautstärke mit R_2 geregelt wird. Vor- und

Bild 7: Leitungsplan des Tuners

stufe bei wechselnder Aussteuerung der Endstufe nicht schwankt, ist diese über R_{10}/C_5 entkoppelt. Ausgangs- und Treibertrafo sind „Stern 4"-Bauteile, da das Selbstwickeln unrentabel ist.

Aufbau

Tuner

Der Tuner wurde in gedruckter Schaltung aufgebaut. Während zum Aufbau des NF- und ZF-Teils kupferkaschierter Schichtpreßstoff nach TGL 11 651 benutzt wurde, fand für den Tuner Cevausit-Cu-09 Verwendung, da über die Eignung des erstgenannten Materials bei Hochfrequenz keine Erfahrungen bestanden. Die Leiterplatte ist 60 × 84 mm groß. Im Bild 6 ist der Bestückungsplan und im Bild 7 die Leitungsführung gezeigt. Zur Abstimmung wurde ein Drehkondensator des „Stern 3" verwendet. Für die sonst meist üblichen Stiefelkörper wurden Trolitulkörper mit Feingewinde und 5,3 mm Außendurchmesser verwendet. Zwischen- und Oszillatorkreis werden mit Aluminiumkernen abgeglichen. Beim Abgleich ist jedoch darauf zu achten, daß die Kerne nicht tiefer als

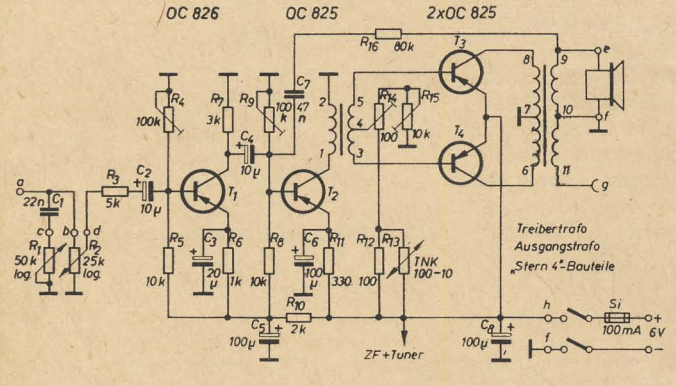


Bild 5: Schaltung des NF-Teils

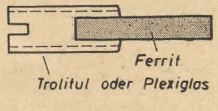


Bild 8: Abgleichkern

gut Hescho-Filter vom Typ Ezs 0121 und Ezs 0123 (Ratio) verwendet werden können. Leider sind diese nur noch schwer erhältlich. Die Neumann-Filter Typ 25 und Typ 26 sind wegen ihrer großen Bautiefe nicht so gut für Transistorempfänger geeignet. Nachteilig ist ferner, daß der Abgleichkern kein Feingewinde besitzt. Wer jedoch andere Filter verwendet, muß noch den Wert des Kondensators C_k aus einer

Treiberstufe weisen weiter keine Besonderheiten auf. Die Endstufe ist durch eine Widerstands - Heißleiterkombination im Basisspannungsteilerzweig temperaturstabilisiert. Der Heißleiter soll nur durch die Umgebungstemperatur, nicht durch die Stromwärme aufgeheizt werden. R_{15} dient zur Einstellung des Kollektorruhestroms, R_{14} beeinflußt die Temperaturstabilisierung. Damit die Speisespannung der Vor-

eine Windung eintauchen, damit die Kreise nicht unnötig bedämpft werden. Um den Vorkreis durch einen Aluminiumkern in seiner Güte nicht zu stark zu bedämpfen, da bei diesem der Kern wegen der erforderlichen festen Kopplung der Antennenwicklung völlig eingedreht sein muß, wurde hier ein kleiner Trolitulkern (Plexiglas) benutzt. Auf diesen wurde ein für 100 MHz geeigneter Ferritkern einer UKW-Kleinstdrossel (10 μH; 1,5 A) aufgeklebt (Bild 8). Der fertige Tuner ist in einem Kästchen von 60 × 84 × 32 mm (Innenmaße) untergebracht. Das Massepotential der Leiterplatte ist leitend mit dem Abschirmkasten zu verbinden. Im Mustergerät ist die Leiterplatte mit vier Schrauben M 2 × 10 und 4 mm langen Abstandsröllchen mit der Bodenplatte des Kästchens leitend verbunden. Bild 9 zeigt den Aufbau des Tuners.

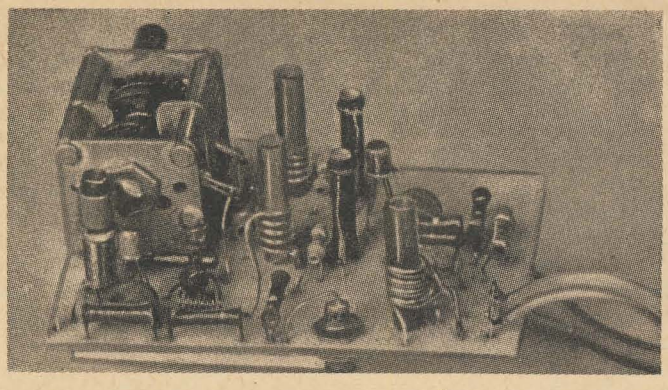


Bild 9: Aufbau des Tuners

ZF-Verstärker

Der ZF-Verstärker ist auf einer Leiterplatte mit der Größe 60 × 170 mm aufgebaut (Bilder 10 und 11).

Die Anschlüsse a und b sind an Lötstützpunkte geführt. Damit der Verstärker berührungsunempfindlich bleibt, ist auf der Leiterseite im Abstand 0,5···1 cm ein 0,5 mm dickes Blech angebracht. Das Blech ist durch vier M2-Schrauben und Abstandsrollen mit Massepotential verbunden. Im Mustergerät traten keinerlei Unstabilitäten auf. Bild 12 zeigt den fertig verdrahteten Verstärker.

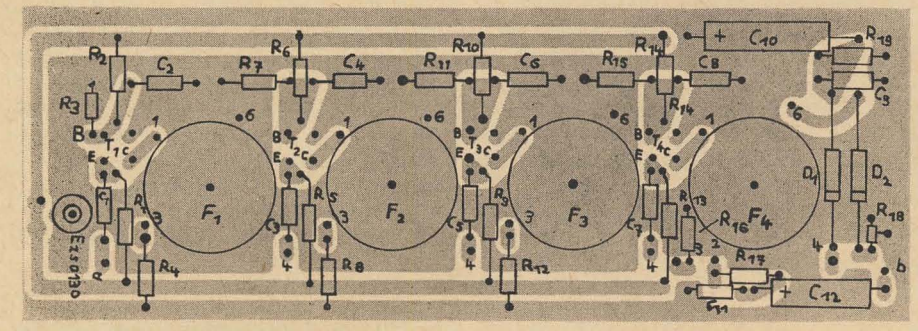


Bild 10: Bestückungsplan des ZF-Verstärkers

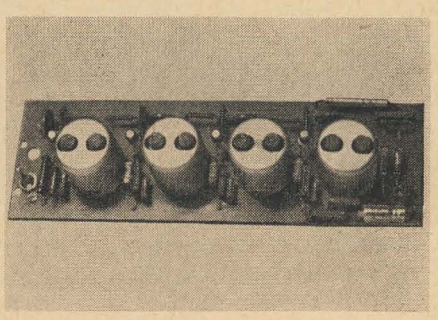


Bild 12: Aufbau des ZF-Verstärkers

Bild 11: Leitungsplan des ZF-Verstärkers

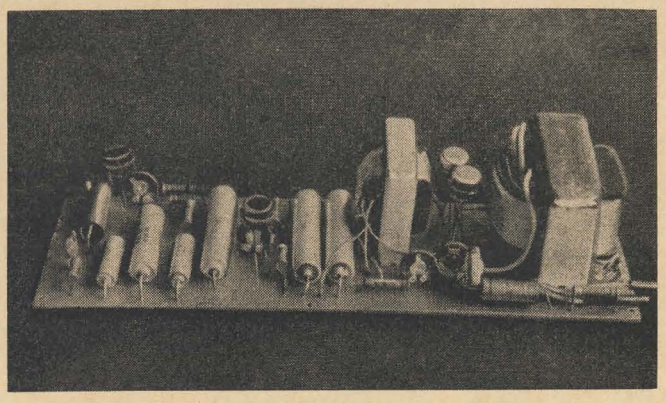


Bild 15: Aufbau des NF-Verstärkers

NF-Verstärker

Die Leiterplatte für den NF-Verstärker ist 55 × 170 mm groß und in den Bildern 13 und 14 dargestellt. Die mit kleinen Buchstaben gekennzeichneten Anschlüsse a bis h sind an Lötstützpunkte geführt, damit die nicht mit auf der Leiterplatte angeordneten Bauteile (Lautstärkeregler, Klangblende, Spannungsquelle, Lautsprecher) leichter verdrahtet werden können. Der Punkt g bleibt frei, da diese Wicklung für eine nachgeschaltete Leistungsendstufe gedacht ist, für die jedoch im Mustergerät kein Bedarf vorlag. Wer darauf nicht verzichten möchte, sei auf [1] hingewiesen. Auf die Herstellung der gedruckten Schaltung soll in diesem Rahmen nicht eingegangen werden. Ausführliche Anleitungen sind in [2] und [3] zu finden. Damit es beim Aufbau nicht zu Platzschwierigkeiten kommt, sind die angegebenen Leistungen bzw. Spannungen der Bauelemente unbedingt einzuhalten. Den fertig verdrahteten NF-Teil zeigt Bild 15.

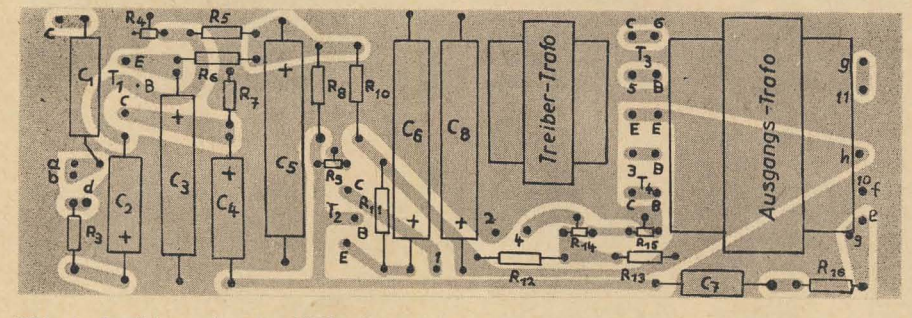


Bild 13: Bestückungsplan des NF-Verstärkers

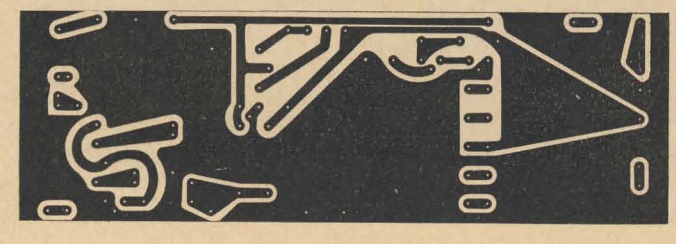


Bild 14: Leitungsplan des NF-Verstärkers

Anleitung zur Modernisierung des TV-Empfängers „Alex“

REINHARD KUBITZA

Teil 2 und Schluß

Aufbau des Gerätes

Tuner, Bild-ZF-Teil, Videoteil und CCIR-Ton-ZF-Teil

Um eine mechanisch kompakte Einheit zu schaffen, die gleichzeitig gut zugänglich sein soll, wurde ein zusätzliches Chassis angefertigt, das die Baugruppen Tuner, Bild-ZF-Teil, Videoendstufe und CCIR-Ton-ZF-Teil enthält (Bilder 5 und 6).

Um bei eventuellen Defekten und beim Abgleich an die unterhalb des Chassis sitzenden Teile heran zu können, ist das Chassis klappbar ausgelegt worden. Bild 7 zeigt das Chassis im heruntergeklappten Zustand.

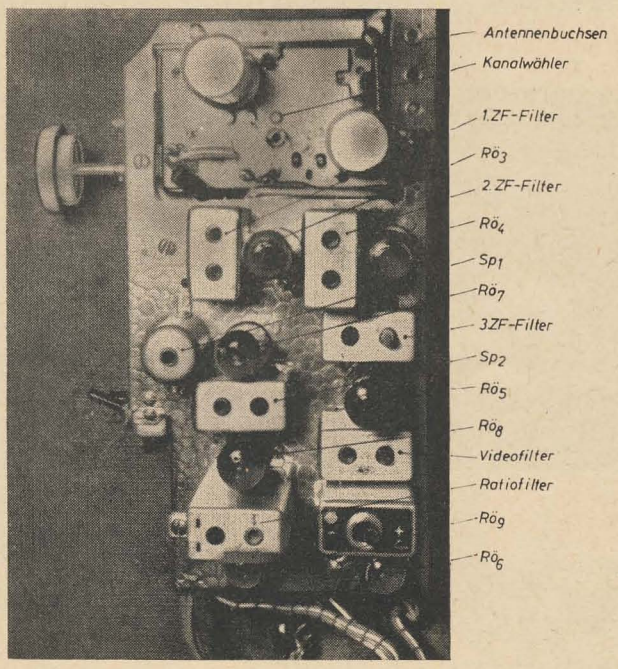
Die Anordnung des Klappchassis auf dem Hauptchassis erfolgt so, daß sich die Unterkante etwa 25 mm von der unteren Haltestrebe und die rechte Seitenkante etwa 30 mm vom Bildröhrenhals entfernt befinden. Das Klappchassis hat einen Abstand von etwa 70 mm vom Hauptchassis. Der bereits unter [1] angebrachte Ausschnitt im Gehäuse ist nur geringfügig zu verändern.

Das Zusatzchassis besteht aus etwa 2 mm dickem Alu-Blech. Zur Erhöhung der Stabilität ist um das Chassis ein etwa 4 mm breiter Rand umgebogen.

Die Röhrenfassung von $Rö_6$ ist mit Abstanzbolzen etwa 30 mm unterhalb des Chassis angeordnet, so daß die Röhre nur etwa halb aus dem Chassis herausragt (Bild 5 unten rechts). Das ist notwendig, weil die Röhre sonst beim Klappen des Chassis gegen das Gehäuse anschlägt. Alle Leitungen sind an eine Lötösenleiste geführt. Von dort führt ein neunadriger gelitzter Kabelstamm weg, der auf der anderen Seite mit einem neunpoligen Röhrenstecker versehen ist. Über eine freie Röhrenfassung, die in eines der freien Löcher auf dem Hauptchassis montiert wurde, werden die Leitungen weiter ins Geräteinnere geführt.

Im Bild 6 ist die Anbringung des Potentiometers für die Scharfzeichnerschaltung und die des CCIR-OIRT-Umschalters zu erkennen. Diese Teile sind zur besseren Montage und Verdrahtung mit auf dem Klappchassis untergebracht. Die Leitungen sind direkt mittels abgeschirmter Leitungen über eine weitere separate neunpolige Fassung geführt. Durch diese Maßnahmen ist das Klappchassis nach Lösen der Befestigungsschrauben und Ziehen der beiden Stecker bequem herauszunehmen.

Die Anordnung des Bildmodulationsum-



◀ **Bild 5: Draufsicht des Klappchassis mit den Baustufen Tuner, Bild-ZF-Teil, Videoteil und CCIR-Ton-ZF-Teil**

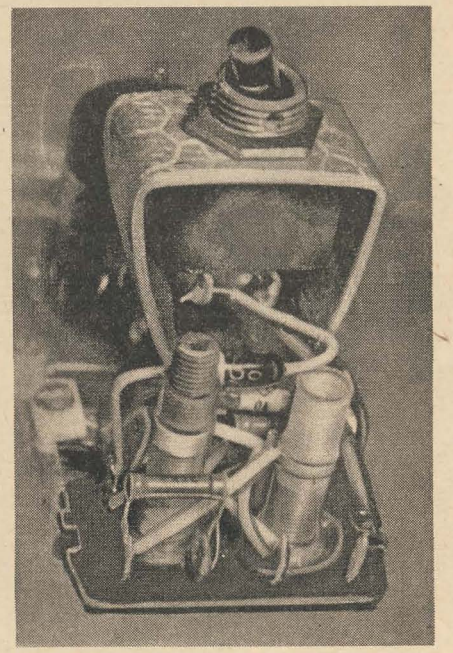


Bild 8: Videofilter mit Bildmodulationsumschalter bei abgenommenen Abschirmhauben. Zu erkennen sind die beiden Dioden, die mit ihren Anschlüssen direkt bis zu den Umschalterlötfahnen langen

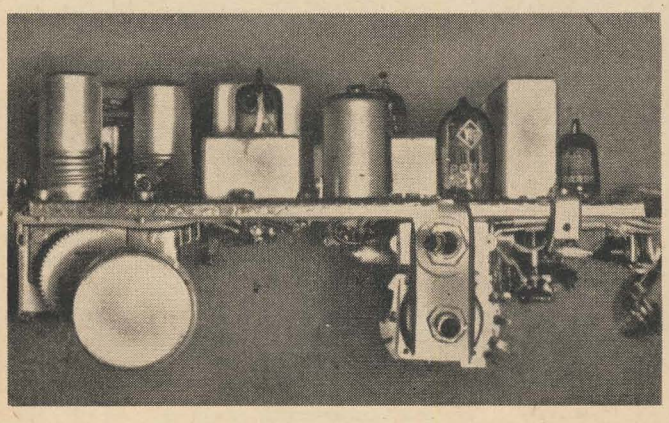


Bild 6: Seitenansicht des Klappchassis. Zu erkennen ist der Winkel mit dem OIRT-CCIR-Tonumschalter und dem Scharfzeichnerregler

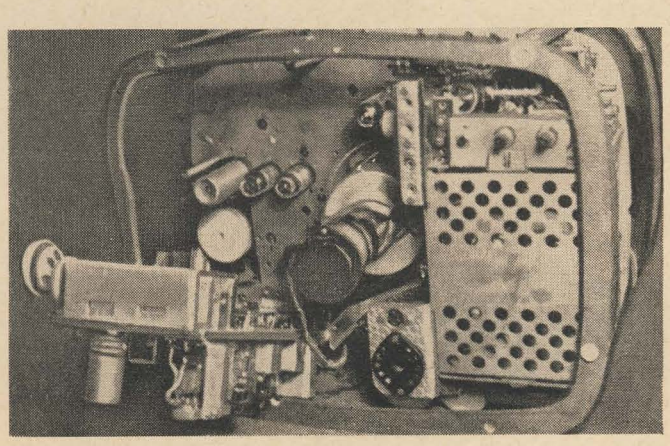


Bild 7: Zusatzchassis im heruntergeklappten Zustand

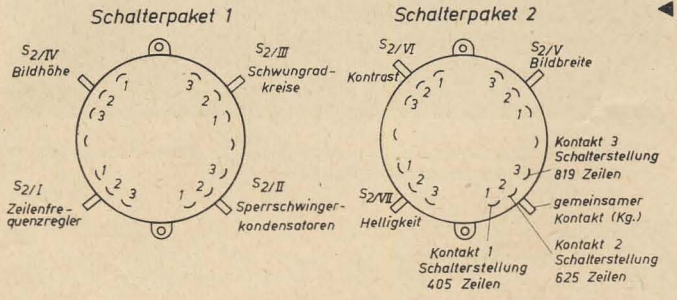
schalters zeigt Bild 8. Es ergeben sich extrem kurze Verbindungsleitungen. Die beiden gegeneinander gepolten Dioden reichen mit ihren Abschlußdrähten direkt bis zum Umschalter. Zusätzlich ist lediglich ein kurzer Verbindungsdraht zwischen Schalter und Filter notwendig. Die beiden Bandfilterhauben erhalten an einer Längsseite je eine Durchführungsöffnung für die

bei 5,5 MHz ergibt sich somit

$$L = \frac{LC}{C} = \frac{837{,}4}{100} = 8{,}374\ \mu H$$

Daraus ergibt sich der neue Parallelkondensator

$$C = \frac{LC}{L} = \frac{599{,}5}{8{,}374} = 71{,}5\ pF$$



◀ **Bild 9: Belegung des Normenumschalters**

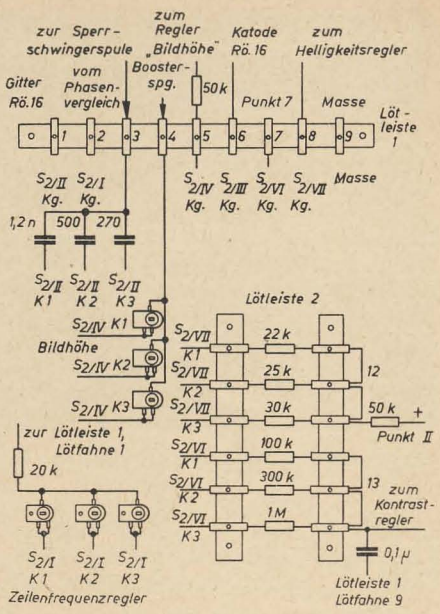


Bild 10: Verdrahtung des Normenumschalters

Drähte. Das Tonauskoppelfilter und das zwischen $Rö_7$ und $Rö_8$ sitzende zweite Ton-ZF-Filter wurden selbst angefertigt. Das Tonauskoppelfilter besteht aus 2×25 Wdg. 0,1 mm CuL, die Windung an Windung auf einen alten Spulenkörper aufgewickelt sind. Der Parallelkondensator ist mit im Filter angeordnet. Das Filter Sp_2 wurde auf einen alten Rafena-Spulenkörper 25 Wdg. 0,1 mm CuL aufgewickelt. Der Parallelkondensator, der Auskoppelkondensator und auch der Dämpfungswiderstand sitzen mit unter der Filterhaube.

Das Ratiofilter und auch alle Bild-ZF-Filter sind Original-Rafena-Filter.

Alle kritischen Leitungen müssen so kurz wie möglich sein.

Die Heizung bzw. die Heizfäden sind nur bei Schwingneigung zu verblocken, wobei die kritische Stufe experimentell ermittelt wird. Die Ton-ZF-Leitung zum Umschalter ist abgeschirmt, um KW-Einstrahlungen zu vermeiden. Der 5-pF-Auskoppelkondensator sitzt direkt am Videofilter. Die Teile der Scharfzeichnerschaltung sind am Scharfzeichnerregler auf einer kleinen Lötleiste untergebracht.

Die Verbindung des Tuner-ZF-Ausgangs mit dem ersten Filter des Bild-ZF-Teils erfolgt direkt über 1 nF ohne zusätzliche Verwendung von Leitungsmaterial.

OIRT-Ton-ZF-Teil

Als Ton-ZF-Teil für die OIRT-Norm wurde der alte, bereits in [1] abgeänderte CCIR-Tonteil verwendet und nochmals neu abgeändert. Die Parallelkondensatoren der Schwingkreise, die ja ursprünglich für 5,5 MHz ausgelegt sind, müssen um etwa 30% verkleinert werden.

Im folgenden soll daher kurz an einem Beispiel die Berechnung der Parallelkondensatoren gezeigt werden. Dabei wird ein normales 5,5-MHz-Bandfilter durch Ändern des Parallel-C auf eine Resonanzfrequenz von 6,5 MHz gebracht; die Induktivität der Spule ändert sich nicht. Als erstes muß die Induktivität der Spule errechnet werden. Der LC-Wert für 5,5 MHz beträgt 837,4 und für 6,5 MHz 599,5. Für einen Parallelkondensator von z. B. 100 pF

Nach diesem Beispiel können nur für alle Ton-ZF-Filter der CCIR-Norm neue Parallel-C für 6,5 MHz berechnet werden.

Ansonsten bleibt die Anordnung, wie in [1] beschrieben, bestehen. Die Zuführung der Ton-ZF erfolgt über eine abgeschirmte Leitung vom Umschalter $S_{1/I}$, der auf dem Klappchassis sitzt. Die Zuführung der NF des Tonteils erfolgt wieder über die Steckfassung zum Umschalter $S_{1/II}$.

NF-Teil

Das Triodensystem der Anodenbasisstufe ($Rö_{11}$) sitzt noch mit im OIRT-Tonteil. Dagegen ist $Rö_{13}$ (EF 86) in dem freien Loch links neben der Ablenkeinheit angeordnet worden. Da das Videofilter der Originalschaltung nicht mehr benutzt wird, ist diese Öffnung durch ein Abdeckblech geschlossen worden, auf das nun $Rö_{14}$ (PCL 82) montiert werden kann.

Als Klangregler dienen weiterhin die ehemaligen Regler für Kontrast und Helligkeit. Auch der ehemalige Lautstärkeregler behält, allerdings in beschränktem Umfang, seine Funktion bei.

Die Schaltelemente zur Klangregelung sind direkt an den beiden Reglern unterzubringen. Für die Aufnahme der Außenwiderstände, Kopplungskondensatoren und Siebglieder sind auf der Chassishinterseite entsprechende Lötösenstreifen angebracht.

Zur Herstellung von Tonbandaufnahmen sitzt auf der Rückseite neben der Fernreglersteckdose eine Diodensteckdose [7]. Weiterhin befinden sich an der Rückseite des Gerätes zwei Buchsenpaare, die den hochohmigen Anschluß von zwei Außenlautsprechern gestatten. Aus raummäßigen Gründen mußte bereits beim ersten Umbau der Lautsprecher aus dem Gerät entfernt werden. Er bekam seinen Platz unmittelbar unter dem Fernsehtisch, so daß die Schallabstrahlung nunmehr direkt nach vorn erfolgt.

Bei der Verdrahtung ist besonders auf eine kurze und abgeschirmte Leitungsverbindung zu achten, damit keine Einstrahlung der Bildwechselimpulse erfolgen kann.

Amplitudensieb

Die neu eingesetzte $Rö_{15}$ (ECC 82) sitzt auf dem Platz der $Rö_6$ aus der „Alex"-Originalschaltung. Das ist insofern günstig, da hier früher die Röhre PCL 84 saß, dessen Triodensystem die Funktion der Impulstrennstufe hatte. Die anderen Anschlüsse für die Amplitudensiebschaltung müssen von der Fassung der alten $Rö_5$ weggeholt werden. Ein Teil der Kondensatorenwiderstände lassen sich noch auf der langen Originallötleiste unterbringen.

Umschaltbarer Zeilengenerator

Die Änderung des Zeilengenerators beginnt mit dem Aufbau des Mehrnormenumschalters. Auf einer etwa 800 × 800 mm großen Alu-Platte sind drei Trimmregler, drei Lötösenstreifen und auf einem Winkel der Umschalter und nochmals drei Trimmregler montiert. Die flach auf dem Chassis sitzenden Regler dienen zur Einstellung der Zeilenfrequenz und die senkrecht angebrachten Regler zur Bildhöhenkorrektur. Die Festwiderstände dienen zum Ausgleich von Kontrast und Helligkeit. Wie schon erwähnt, sollten diese Festwiderstände zweckmäßigerweise ebenfalls durch kleine Trimmregler ersetzt werden. Dazu eignen sich vorteilhaft Miniaturregler, wie sie in gedruckten Schaltungen zu finden sind.

Der Umschalter besitzt 8 × 3 Umschaltkontakte in zwei Ebenen und ist nicht handelsüblich. Er wurde speziell für diese Funktion aus zwei Neumann-Betriebsartenschalter zusammengesetzt. Die Belegung der Schalterkontakte zeigt Bild 9. An die hinter dem Schalter liegende Lötösenleiste werden die in das Geräteinnere führenden Leitungen angeschlossen. Bild 10 zeigt die Belegung der Lötleiste und die teilweise Verdrahtung des Bausteines.

Der fertig verdrahtete Baustein wird nun unter Zwischenlage einer Asbestplatte auf dem Zeilentrafokäfig montiert (Bild 11).

Die Leitungen zum Schalter $S_{2/V}$ gehen direkt vom Schalterkontakt nach dem Zeilentrafo. Das gilt auch für die Leitungen nach den Schwungradkreisspulen. Als zu-

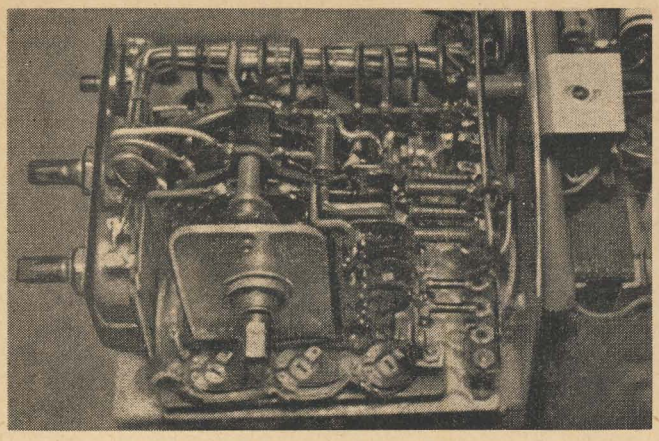


Bild 11: Auf dem Zeilentrafokäfig montierter Zeilenfrequenzumschalter

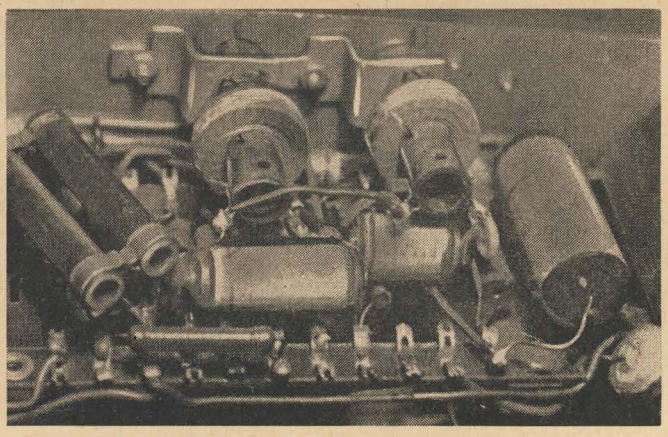


Bild 12: Zusätzlich eingebaute Schwungradkreise für 405 und 819 Zeilen an der oberen Kante des Originalchassis

sätzliche Schwungradspulen wurden Rafena-Typen verwendet, die am oberen Chassisrand nachträglich angebracht sind (Bild 12).

Der Linearitätsregler kommt an den vorderen Blechwinkel in das frei gewordene Loch des Zeilenfrequenzfeinreglers, der jetzt im Fernbedienungsteil sitzt. Der Zeilenfrequenzgrobregler (Trimmregler) wird ebenfalls entfernt, da er mit im Umschalterbaustein enthalten ist. Nun müssen die restlichen Trimmregler nach der Gerätemitte gerückt werden, damit die Lötleiste im Bereich des Schalterbausteins frei wird.

Zeilenendstufe

Da die neu eingesetzte Zeilenendröhre PL 36 ($Rö_{17}$) eine andere Fassung hat, muß die alte neunpolige Fassung gegen eine Oktalfassung ausgetauscht werden.

In der linken oberen Ecke ist auf einem kleinen Winkel das Sicherungselement für die Katodensicherung der PL 36 angebracht.

Die Kondensatoren zur Bildbreitenregelung finden an der Rückseite des Zeilentrafos Platz; zu diesem Zweck sind entsprechende Lötösen anzubringen.

Bild 13 zeigt den Zeilentrafo mit Röhren und Sicherungselement.

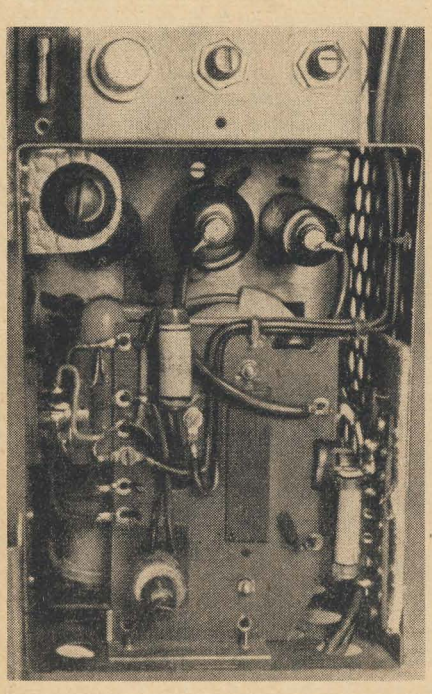


Bild 13: Zeilentrafo mit neu eingesetzter PL 36. Im Käfig links oben sitzt die Katodensicherung

Fernregler

Auf Grund der Verbesserung der Lautstärkeregelung ergeben sich für den Fernbedienungsteil im Gegensatz zu [1] Veränderungen. Es ist nunmehr ein zehnadriges Kabel erforderlich, das zwei abgeschirmte Adern besitzen muß. Das Kabel muß selbst angefertigt werden. Durch die benötigten zehn Adern muß die alte neunpolige Fernreglersteckdose gegen eine zehnpolige Stahlröhrenfassung ausgetauscht werden; gleichzeitig ist dazu ein neuer Haltewinkel erforderlich, der auch die Diodensteckdose mit aufnimmt.

Veränderungen am Gehäuse

An der rechten Seite des Gehäuses, am oberen Rand, sitzt der Zeilenfrequenzumschalter. Die Achse ist so lang gehalten worden, daß sie beim Hineinschieben des Chassis ins Gehäuse gerade so vorbeigeht. An der Seite muß am Gehäuse ein entsprechender Ausschnitt angebracht werden, der eine selbst anzufertigende Kunststoffhaube aufnimmt (Bild 15). An der linken Gehäuseseite befinden sich der seitliche „Original"-Ausschnitt mit den Reglern und dem Tonumschalter. Dazu läßt sich unter Umständen die alte Abdeckwanne herrichten. Für den neuen Tuner muß eine neue Abdeckhaube angefertigt werden, bei der die Bohrung für die Kanalwählerachse weit außerhalb der Mitte erfolgt. Die Haube ist oben ein Stück geschlitzt, damit das Rädchen mit den Kanalnummern von oben abgelesen werden kann. Das erschien vorteilhafter als die seitliche Ablesung der Nummern bei den Original-Anzeigescheiben. Das Rädchen wurde aus Holz angefertigt und mit einer Kanaleichung versehen. Zum Antrieb des Rädchens ist eine 5-mm-Achse erforderlich. Desgleichen muß für den Antrieb des Tuners eine 6-mm-Achse angefertigt werden, die hinten auf 4 mm abgedreht ist. Die Ausführung und Anbringung der linken Abdeckungen zeigt Bild 16.

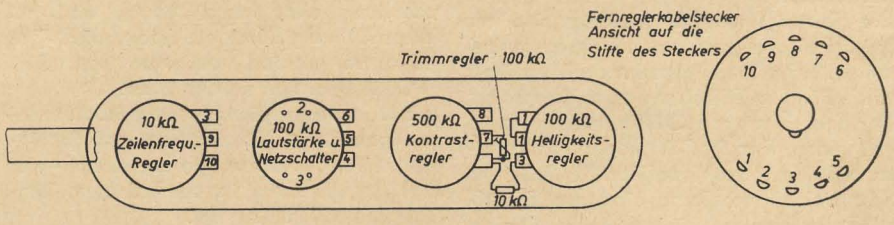


Bild 14: Verdrahtung des Fernreglers und Belegung des Fernreglersteckers

Die Verdrahtung des Fernreglers und die Belegung der Steckvorrichtung zeigt Bild 14. Dabei ist zu beachten, daß die Leitungen 4, 5, 6 abgeschirmt sind und daß Leitung 6 eine isolierte Masseleitung ist. Der dem Kontrastregler parallel liegende Trimmregler gestattet die Einstellung einer gleichmäßigen Kontrastregelung.

Stromversorgungsteil

Infolge der Röhrenänderungen macht sich eine teilweise Neuverdrahtung des Heizstromkreises erforderlich. Dabei ist die im Stromlaufplan angegebene Reihenfolge möglichst einzuhalten. Über den Einbau des Fernsehschaltrelais, das hier weiterhin benutzt wird, ist bereits unter [1] geschrieben worden. Das Gehäuse des Fernreglers ist netzseitig vor den Abschaltkontakt des Relais zu erden, damit im Betriebszustand „Aus" des Netzschalters auf dem Fernregler das Gehäuse noch geerdet ist und sich das Relais in diesem Schaltzustand überhaupt wieder einschalten läßt.

Inbetriebnahme und Abgleich

Zur Inbetriebnahme des Gerätes werden Chassis und Bildröhre getrennt voneinander

ander aufgestellt. Dazu müssen noch je ein Adapterkabel für die Ablenkeinheit und die Stromversorgung der Bildröhre angefertigt werden. Das Hochspannungskabel ist normalerweise lang genug.
Nachdem die gesamte Verdrahtung noch einmal überprüft wurde, können die Röhren eingesteckt werden. An einer Stelle des Heizstromkreises ist ein mA-Meter zur Messung des Heizstromes einzuschalten. Die Anodenstromzuführung der Punkte II und III ist zunächst aufzutrennen. Das Fernreglerkabel muß angesteckt sein, ebenso ein Außenlautsprecher.

Als erstes wird nun der NF-Teil auf seine Funktion überprüft und die Spannungen nachgemessen. Mit einer Modulationsquelle (Bandgerät, Plattenspieler, Tongenerator o. a.), die am $S_{1/II}$ eingespeist wird, ist zunächst der NF-Teil einwandfrei zum Arbeiten zu bringen.

Als nächstes wird der Ton-Umschalter auf OIRT-Norm geschaltet und an $S_{1/I}$ ein frequenzmoduliertes 6,5-MHz-Signal gegeben. Der Ton-ZF-Teil wird auf seine Funktion überprüft und zunächst nur grob abgeglichen. Das gleiche geschieht mit dem CCIR-Ton-ZF-Teil, nur daß hier die eingestellte Frequenz 5,5 MHz betragen muß.
Nun kann die Anodenspannung an Punkt III wieder angeschlossen werden. Der Zeilenfrequenzumschalter steht dabei auf Mittelstellung (Stufe 2, 625 Zeilen); der Schwungradkreis für 625 Zeilen ist kurzgeschlossen. Die Bildröhre muß dabei normale Helligkeit aufweisen, und es darf kein Spratzen auf dem Bildschirm oder im Zeilentrafo auftreten. Sollte dies der Fall sein, ist der Zeilenfrequenzregler oder auch der Nullregler vorsichtig nach beiden Richtungen zu verstellen. Erscheint überhaupt keine Helligkeit, sind die gesamte Verdrahtung des Zeilenfrequenzteils und der Videoendstufe noch einmal genauestens zu überprüfen und die Spannungen nachzumessen.
Damit als nächstes die genaue Funktion des Zeilenkippteils für 625 Zeilen geprüft werden kann, ist die Anodenspannungszuführung am Punkt II wieder anzuschließen. Mit dem Tuner wird versucht, einen Sender einzustellen. Dabei muß der Bildmodulationsschalter auf „Negativ" stehen. Wenn der Bild-ZF-Teil keine Fehler aufweist, muß das möglich sein, auch wenn er zunächst noch stark verstimmt ist. Ist kein Grieß auf dem Bildschirm zu sehen und läßt sich kein Sender finden, muß die gesamte Verdrahtung des Tuners, der Bild-ZF-Stufen und des Videoteils einer genauen Überprüfung unterzogen werden.

Erscheint nun ein Sender auf dem Bildschirm, so dürfte zumindest in der vertikalen Richtung eine Synchronisierung möglich sein. Ist dies nicht der Fall, so kann der Fehler normalerweise nur im Amplitudensieb liegen. Anschließend ist durch Einstellen der beiden Zeilenfrequenzregler (Trimmregler) der Synchronisationspunkt einzustellen; der Zeilenfrequenzfeinregler auf dem Fernbedienungsteil steht dabei in Mittelstellung. Nun wird die Kurzschlußbrücke am Schwungradkreis entfernt und der Kern so eingestellt,

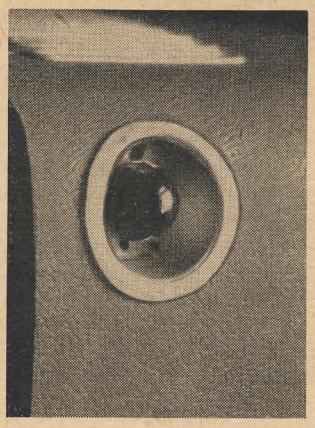


Bild 15: Anordnung des Mehrnormenumschalters

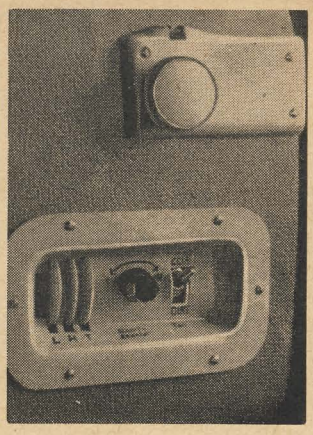


Bild 16: Abdeckhauben für den Kanalwählerausschnitt und für die unteren Bedienungselemente

daß das Bild sicher steht und auch beim Verstellen des Zeilenfrequenzfeinreglers bei einer seitlichen Verschiebung des Bildes um etwa 2···3 cm noch nicht umkippt. Die Bildbreite ist bei normaler Netzspannung zu überprüfen und der Wert des Bildbreitenkondensators festzulegen. Die Bildhöhe wird bei ungefährer Mittelstellung des eigentlichen Bildhöhenreglers an der Rückfront so eingestellt, daß der Bildschirm in der Höhe gerade voll ausgeleuchtet ist.
Nachdem nun alle Baugruppen arbeiten, erfolgt gemäß der Abgleichanweisung in [4] die Abstimmung des Bild-ZF-Teiles. Dabei ist zu bemerken, daß die Fallen für den Eigentonträger und den Nachbarbildträger unter Umständen im Interesse einer guten Tonqualität der OIRT-Sender etwas abweichend von der Abgleichvorschrift eingestellt werden müssen. Sonst kann es vorkommen, daß im Verhältnis zum CCIR-Tonteil der Ton leiser wird.

Die genaue Abstimmung der beiden Ton-ZF-Teile erfolgt am zweckmäßigsten nach den auf beiden Normen empfangenen Hauptsendern. Die Beobachtung von verschiedenen Sendern hat gezeigt, daß sie mitunter kleine Abweichungen haben, so daß der Nulldurchgang des Ratiodetektorkernes nicht exakt stimmt (Intercarrierbrummen).
Die schwierigste Arbeit liegt im richtigen Einstellen der Zeilenfrequenzen von 405- und 819-Zeilen-Sendern. Diese Einstellung kann nur während des Empfangs von derartigen Sendern vorgenommen werden, was in den Sommermonaten eines jeden Jahres der Fall ist. Als Grobabgleich genügt zunächst die Voreinstellung der Zeilenfrequenztrimmregler. Der Regler für 405 Zeilen wird auf etwa 100 kΩ und der für 819 Zeilen auf etwa 300 kΩ voreingestellt.
Wird ein 405-Zeilen-Sender empfangen, so ist der Schwungradkreis für 405 Zeilen kurzzuschließen, der Bildmodulationsumschalter auf „Positivmodulation" zu schalten und durch vorsichtiges Verstellen des Frequenztrimmreglers nach beiden Richtungen die Synchronisation einzustellen. Nun wird der Kurzschluß des Schwungradkreises aufgehoben und der Kern so eingestellt, daß eine sichere Sychronisierung erfolgt. Jetzt kann die Bildhöhe eingestellt werden. Die Widerstände (oder Trimmregler) für Kontrast und Helligkeit sind so abzugleichen, daß sich beim Normenwechsel keine Veränderung ergibt. Bei dieser Norm ist vom Zeilentrafo her ein deutliches Pfeifen zu hören. Das ist kein Fehler, sondern erklärt sich ganz einfach daraus, daß die Zeilenfrequenz bei 10 125 Hz liegt und so in den Hörbereich fällt.
Die Arbeitspunkteinstellung bei 819 Zeilen erfolgt in derselben Weise wie für 405 Zeilen. Dazu kommt hier noch, daß die Größe des Bildbreitenkondensators zu ermitteln ist. Der Wert im Stromlaufplan ist nur ein Richtwert. Es kann unter Umständen vorkommen, daß trotz aller Bemühungen die Bildbreite nicht 100% voll wird, speziell wenn die Zeilenendröhre oder die Boosterdiode nicht mehr einwandfrei ist. Auch ein schlechter Ladekondensator im Netzteil und somit zu niedrige Betriebsspannungen können schuld sein.

Abschließende Bemerkungen

Nach Durchführung des gesamten Umbaus können mit dem „Alex" Sender der CCIR- und der OIRT-Norm mit Bild und Ton empfangen werden. Es können außerdem Sender mit 625 Zeilen und Positivmodulation und Sender mit 405 und 819 Zeilen empfangen werden.
Es ist aber auch durchaus möglich, nur bestimmte Baugruppen herauszunehmen und umzubauen. Es lassen sich natürlich auch andere Empfänger auf diese Weise modernisieren oder ergänzen.

Literatur

[1] Kubitza, R.: Verbesserung des TV-Empfängers „Alex". radio und fernsehen 10 (1961), H. 24, S. 772

[2] Fernsehempfang im Überschneidungsgebiet zweier Normen. radio und fernsehen 5 (1956), H. 24, S. 744

[3] Kieckbusch, H.: Mehrnormenempfang bei TV-Überreichweiten. radio und fernsehen 10 (1961), H. 1, S. 10

[4] Kundendienstanleitung für den TV-Empfänger „Rekord". VEB Rafena Werke Radeberg

[5] Fernsehempfänger „Alex". Information Nr. 5, I. Quartal 1959. VEB Stern-Radio Berlin

[6] Voigt, H., und Günter, D.: Der kapazitiv durchstimmbare VHF-Tuner im Fernsehempfänger. radio und fernsehen 13 (1964), H. 2, S. 35

[7] Kubitza, R.: Zusammenschaltung von Allstromrundfunkempfänger und Tonbandgerät. radio und fernsehen 12 (1963), H. 5, S. 134

Fernsehempfang ohne Ruhestörung

Der Empfang einer Fernsehsendung bringt im allgemeinen einen größeren Geräuschpegel in die Wohnung als ein Rundfunkgerät. Das hat seine Ursache vor allem im notwendigen Abstand des Betrachters von der Bildröhre. Die auf die Flächeneinheit auftreffende Schalleistung andererseits nimmt bekanntlich bei ungestörter, kugelförmiger Ausbreitung mit der dritten Potenz der Entfernung von der Schallquelle ab. Die Wand zum Nachbarn kann diesem daher leicht beinahe die gleiche Lautstärke bringen wie dem Teilnehmer am Programm.

Die mit dem Fernsehempfang verbundene Ruhestörung ist ein „weltweites" Problem, wie u. a. ein längerer Beitrag in [1] beweist, auf den wir uns hier teilweise beziehen. Einzelne Firmen sind daher sogar schon dazu übergegangen, ihre Fernbedienungsteile mit Anschlüssen für Kopfhörer zu versehen [2]. Es handelt sich dabei allerdings um hochwertige dynamische Systeme, wie sie z. B. für Stereoempfang oder in Plattenbars eingesetzt werden.

Lösungswege

Es kommt hauptsächlich darauf an, den Abstand des Betrachters von der Schallquelle zu reduzieren, ohne daß er dem Bild näherkommen muß. Damit trifft ein größerer Anteil der abgestrahlten Schallenergie sein Ohr. Die Entfernung zur Nachbarwand wird außerdem in den meisten Fällen größer.

Der Idealfall ergibt sich beim Ohrhörer. Doch auch ein unmittelbar vor oder neben dem Teilnehmer angebrachter kleiner Lautsprecher kommt dem Ziel bereits weit entgegen.

Beide Maßnahmen erfordern aber eine

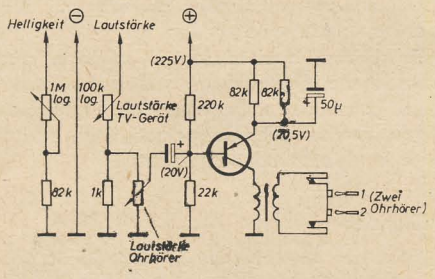


Bild 1: Fernbedienungsteil mit Verstärker für Ohrhörer (Siemens)

Lautstärkeregelung vom Platz aus. Bekanntlich kommt es fast nie vor, daß eine Sendung bis zum Ende mit der gleichen Reglereinstellung gehört wird. Eine äußere Störung ist z. B. zeitweiliger Fremdschall. Doch auch die Dynamik der Sendung kann den Griff zum Regler erfordern. Aus diesen Gründen besitzen die meisten modernen Fernsehempfänger eine Fernbedienung.

Bei einer Kombination des Fernbedienungsteils mit Kopfhöreranschlüssen wird nun vom Lautstärkereglerzweig eine von der Stellung des Reglers unabhängige NF-Spannung abgegriffen und über einen zweiten Regler einem Transistorverstärker zugeführt. Dieser speist bis zu zwei Kopfhörer. Sein Ausgangstrafo trennt diese gleichzeitig galvanisch vom Gerät (Bild 1). Das aber ist das erste große Problem bei Anschluß von Kopfhörern an netzabhängige Empfänger. Es dürfen unter keinen Umständen gefährliche Spannungen (> 42 V) und Ströme (> 0,5 mA) zum Träger des Kopfhörers gelangen. Die Trenneinrichtungen müssen daher entsprechend dimensioniert sein. Jedem Nichtfachmann ist daher dringend vom Bau derartiger Einrichtungen abzuraten!

Nicht wesentlich anders verhält es sich, wenn der Hörer am Zweitlautsprecheranschluß betrieben wird. Einige der heute gebräuchlichsten Fernsehempfänger sind Allstromgeräte, und teilweise ist die Lautsprecherwicklung mit dem Chassis verbunden. Falls ein hochohmiger Hörer verwendet wird, ist aber ohnehin die Fehlanpassung durch die niederohmige Wicklung recht groß. Ein normaler Ausgangstrafo, mit der niederohmigen Wicklung an den Zweitlautsprecheranschluß gelegt, schafft Abhilfe. Allerdings ist auch hier auf ausreichende Spannungssicherheit zu achten. Der Trafo wird am besten isoliert im Gerät montiert. Es empfiehlt sich, ihn nur bei Hörerempfang anzuschließen und dafür den Lautsprecher abzuschalten. Dazu genügt ein einpoliger Umschalter. Die niederohmige Seite des Trenntrafos ist mit einem Widerstand abzuschließen, der der Lautsprecherimpedanz entspricht (meist 3···10 Ω) und genügend hoch belastbar ist. Auf diese Weise schützt man die Endröhre. Ein

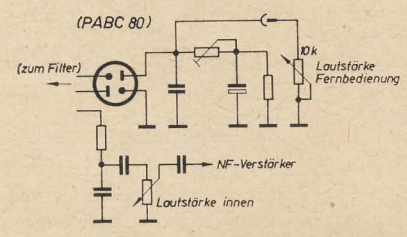


Bild 2: Anschluß eines Lautstärke-Fernreglers (IRIS 17 B)

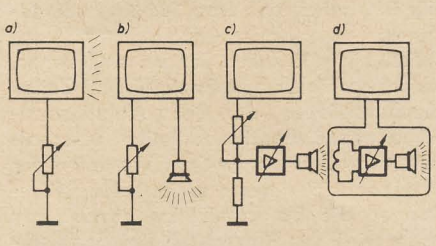


Bild 3: Möglichkeiten für Fernsehempfang ohne Ruhestörung. a) normale Fernbedienung, b) Fernbedienung mit Zweitlautsprecher beim Betrachter, c) Fernbedienung mit Verstärker und Ohrhörer, d) Induktionsschleifen-Empfänger

Trenntrafo, dann jedoch mit einem Übersetzungsverhältnis von 1, ist auch notwendig, wenn an einem Gerät ohne Zweitlautsprecheranschluß ein Außenlautsprecher betrieben werden soll.

Fehlt schließlich auch die Fernbedienung, so begnüge man sich am einfachsten mit einem Lautstärkeregler. Für dessen Anschluß gibt es verschiedene Möglichkeiten. Eine davon ist der Anschluß an der „kalten" Anode des Diskriminators gegen Masse (Bild 2). Der Lautstärkeregler wird unter Beachtung der Sicherheitsbestimmungen zusammen mit dem Außenlautsprecher in einem kleinen Gehäuse untergebracht und über ein genügend langes Kabel am besten steckbar mit dem Gerät verbunden.

Die verschiedenen Möglichkeiten, je nach den vorhandenen Bedingungen, faßt Bild 3 zusammen.

Leitungslose Regelung

Weit bequemer und sicherer ist es, wenn zwischen Zuschauer und Gerät keinerlei Leitungsbindung besteht. Hier wird das Prinzip des Induktionsschleifenempfängers angewendet. Für den Anschluß der Schleife gelten die gleichen Bedingungen wie für einen Zweitlautsprecher (galvanische Trennung vom Gerät, Berührungsschutz, Lastwiderstand zum Schutz der Endröhre). Die Induktionsschleife liegt mit ihrer Impedanz in der Größenordnung der Lautsprecherspule.

Empfängerseitig benutzt man, da nun keinerlei Gefahr mehr für den Benutzer besteht, am einfachsten einen Ohrhörer (z. B. KN 04). Das von einer Eingangsspule aufgenommene Signal muß verstärkt werden, wofür man im allgemeinen drei Transistoren benötigt. Der Stromverbrauch des Empfängers ist sehr klein; zwei kleine Trockenakkus reichen bei täglicher Benutzung mehrere Wochen.

Die Verstärkung der Schaltung sollte nicht zu hoch getrieben werden, da sonst vom Fernsehempfänger zuviel Störstrahlung aufgenommen wird. Hat die Eingangsspule außerdem eine zu große Windungszahl, kann auch das Netzbrummen aus der Lichtleitung einen störenden Einfluß ausüben.

Einen Schaltungsvorschlag zeigt Bild 4. Auf ein C parallel zur Spule wurde verzichtet, da der Hörer nur eine geringe Bandbreite hat.

Praktischer Aufbau

Batterien und Koppelelkos bestimmen in der Hauptsache die Größe des Schleifenempfängers, der sich also sehr klein halten läßt. Man trägt ihn am besten in der Tasche oder an einer Spange an der Kleidung, ähnlich wie ein Hörgerät. Allerdings muß dabei die Eingangsspulenebene parallel zur Induktionsschleife liegen. Das Gehäuse darf nicht aus Metall bestehen. Für die Spule hat sich sowohl ein mit etwa 1000 Windungen 0,1 bis 0,2 CuL bewickelter Ferritstab als auch ein das Gerät innen umschließender Rahmen aus mehreren 100 Windungen gleichen Drahtes bewährt. Soll aus Platzgründen ein Schiebeschalter oder aus

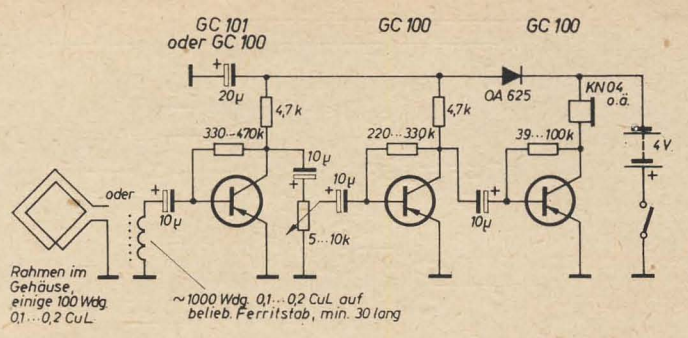
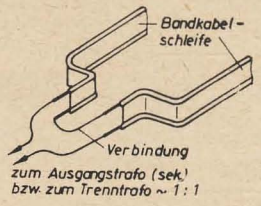


Bild 4: Schaltbild eines einfachen Induktionsschleifenempfängers

Bild 5: Induktionsschleife aus Flachbandkabel (zwei Windungen)



Preisgründen ein Schalterpotentiometer gespart werden, so nimmt man einfach bei Ende der Sendung einen der Akkus aus dem Gehäuse.

Für die Induktionsschleife kann ganz normaler „Klingeldraht" benutzt werden. Er wird unter dem Teppich, längs der Scheuerleiste oder in halber Wandhöhe möglichst unauffällig verlegt und soll anderen Leitungen nicht zu nahe kommen. Am günstigsten sind im vorliegenden Fall zwei Windungen. Eine optisch ansprechende Lösung bietet UKW-Flachbandkabel. Sein Anschluß wird nach Bild 5 vorgenommen. So entstehen ebenfalls zwei Windungen.

Anwendung

Mit einem Schalter, z. B. innen an der Rückwand des Empfängers angebracht, wird von Innenlautsprecher auf Induktionsschleife umgeschaltet. Die Lautstärke wird nun am Gerät so eingestellt, daß bei mittlerer Stellung des Reglers im Schleifenempfänger dieser eine mittlere Lautstärke an den Ohrhörer abgibt. Der Empfänger ist dabei möglichst weit vom Fernsehgerät wegzuhalten und in die günstigste Empfangslage zu bringen. Anderenfalls überdeckt die sich als schnarrendes Geräusch äußernde Störstrahlung des Fernsehempfängers unter Umständen den Ton.

Nun nimmt man den für die Bildbetrachtung günstigsten Platz ein und korrigiert am Regler die Lautstärke nach Bedarf.

-g

Literatur

[1] Franz, I.: Aktuelle Probleme rund um den Fernsehempfänger. Radioschau 40 (1964), H. 6, S. 222–225

[2] Fernbedienung mit personellem Fernseh-Tonempfang. Radioschau 40 (1964), H. 3, S. 144

Aufsprech- und Wiedergabeverstärker mit Silizium-Planartransistoren für Kleinsttonbandgeräte

Einleitung

Auch in der Tonbandgeräteindustrie ist ein immer größer werdender Trend zur Miniaturisierung festzustellen. Das gab den Anlaß, einen dreistufigen Verstärker mit Silizium-Planartransistoren zu entwikkeln. Gegenüber den bisher verwendeten Germaniumtransistoren bieten diese Transistoren gewisse Vorteile: höhere Grenzfrequenz, geringere Restströme sowie Einsatzmöglichkeit bei höheren Umgebungstemperaturen.

Der mit Silizium-Planartransistoren aufgebaute Verstärker hat bei Wiedergabe eine Ausgangsleistung von 3 mW an $R_a = 500\ \Omega$ und ist in der Hauptsache für Miniaturtonbandgeräte (Frequenzbereich 500 Hz···3 kHz), auch elektronisches Notizbuch [1] genannt, gedacht. Da diese Geräte sehr kleine Abmessungen ($\approx 130 \times 65 \times 40$ mm) haben, werden an den Konstrukteur erhebliche Anforderungen gestellt. Für den Antriebsmechanismus, die Tonbandkassette und die Unterbringung der Batterien zur Stromversorgung wird der größte Teil des zur Verfügung stehenden Raumes benötigt. Einen geeigneten Platz für die Montage des Verstärkers zu finden, bereitet in vielen Fällen Schwierigkeiten. Mit dem beschriebenen Verstärker lassen sie sich umgehen, denn er kann mit seinen geringen Maßen von $20 \times 25 \times 12$ mm an jeder beliebigen Stelle untergebracht werden. Bild 1 zeigt ihn im Größenvergleich zu einer Streichholzschachtel.

Der Verstärker kann auch in Dünnfilmtechnik aufgebaut werden [2]. In dieser Technik sind die Widerstände auf einer Trägerplatte so angeordnet, daß nur die Kondensatoren und Transistoren eingesetzt werden müssen. Damit verbunden ist eine erhebliche Arbeitszeitersparnis. Auf eine Trägerplatte aus Glas wird Halbleitermaterial, z. B. Tantal, durch Katodenzerstäubung aufgebracht. Die nicht zum Schaltungsmuster gehörenden Flächen werden herausgeätzt. Die verbleibenden Restflächen ergeben die Widerstandswerte näherungsweise. Anschließend wird durch elektrochemische Oxydation der Querschnitt der verbleibenden Tantalbahnen verringert und so der genaue Widerstandswert einjustiert. Werden die Widerstände einzeln justiert (unter Abdeckung aller anderen Schaltungsteile), so lassen sich Toleranzen von $\pm 0{,}1\%$ verwirklichen. Für allgemeine Anwendungsfälle wie für den Verstärker werden sämtliche Widerstände gemeinsam oxydiert. Die Toleranzen liegen dann etwa bei $\pm 5 \cdots 10\%$.

Bild 1: Der Aufsprech- und Wiedergabeverstärker im Größenvergleich zu einer Streichholzschachtel

Beschreibung des Verstärkers

Die Schaltung des Verstärkers weicht erheblich von der bei Germaniumtransistoren üblichen Schaltungstechnik ab. Aus wirtschaftlichen Erwägungen und um den Platz für die bei RC-Kopplung erforderlichen Spannungsteiler und Koppelkondensatoren zu sparen, ist der Verstärker in seinen einzelnen Stufen direkt gekoppelt (Bild 2).

So bekommt man mit einem Minimum an Bauelementen eine ausreichend große Verstärkung. Durch die direkte Kopplung der Transistoren kann die Gleichstromstabilisierung des Arbeitspunktes für alle drei Stufen gemeinsam durchgeführt werden. Am Kollektor des Transistors T_3 liegt ein Spannungsteiler, er besteht aus den Widerständen R_7 und R_8. Um eine Wechselstromgegenkopplung vom Ausgang auf den Eingang zu vermeiden, ist der Widerstand R_8 mit einem 10-μF-Tantalkondensator überbrückt. Die Wirkungsweise dieser Gleichstromgegenkopplung

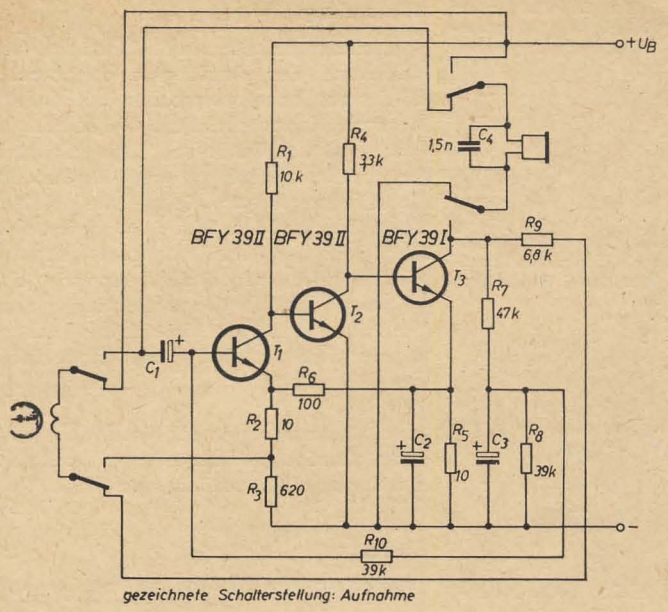


Bild 2: Schaltung des Verstärkers

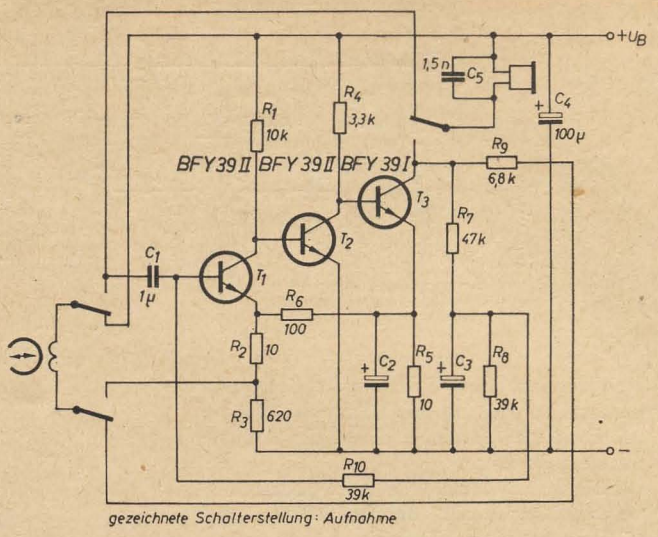


Bild 4: Der Magnettonkopf ist direkt in den Kollektorkreis des Transistors T_3 geschaltet

besteht darin, daß Gleichspannungsschwankungen am Kollektor des Transistors T_3 auf die Basis des Transistors T_1 übertragen werden. Dieser wird in seinem Arbeitspunkt geregelt und überträgt die Änderung durch die direkte Kopplung auf die Transistoren T_2 und T_3. Die Kollektorspannung des Transistors T_3 bleibt daher auch bei Belastungsschwankungen stets konstant. Das ist sehr wichtig, denn bei Aufnahme beträgt der Ausgangswiderstand etwa 1 kΩ und bei Wiedergabe 500 Ω. Der Ausgangswiderstand ändert sich also im Verhältnis 1:14 und somit auch die Gesamtverstärkung. Ein konstanter Ausgangswiderstand läßt sich dann verwirklichen, wenn zusätzlich zwei Kondensatoren und zwei Widerstände aufgewendet werden (Bild 3).

Die bei größeren Tonbandgeräten übliche HF-Vormagnetisierung des Magnettonkopfes entfällt und wird durch eine Gleichstromvormagnetisierung ersetzt. Um Bauelemente zu sparen, wird der Magnettonkopf direkt in den Kollektorkreis des Transistors T_3 geschaltet. Die Umschaltung zwischen Aufnahme- und Wiedergabestellung erfolgt zweimal zweipolig. Das ist dadurch begründet, daß die EMK von Mikrofon und Magnettonkopf um den Faktor 5 voneinander abweichen. In vielen Fällen wird parallel zur Batterie der Stromversorgung ein 100-µF-Kondensator benötigt, um das Kollektorgeräusch des Antriebsmotors zu dämpfen. Ist dieser Kondensator in der Schaltung vorgesehen, so kann ein Umschaltkontakt entfallen (Bild 4). Als Koppelkondensator am Eingang muß dann ein bipolarer Elektrolytkondensator oder ein Metallfolienkondensator verwendet werden. Die Gesamtverstärkung muß für Aufnahme und Wiedergabe umschaltbar sein. Die unterschiedliche Verstärkung wird erzielt, indem T_1 zwei Emitterwiderstände zugeordnet sind. Befindet sich der Verstärker in Aufnahmestellung, so liegt das Mikrofon am Eingang zwischen der Basis des Transistors T_1 und dem Emitterwiderstand R_3. Diese Ankopplung bewirkt, daß die Gegenkopplung verringert wird. Man kann sich die Widerstände R_3 und R_6 als in Reihe geschaltet vorstellen. Ihre Widerstandswerte addieren sich. Da eine Spannungsgegenkopplung vorliegt und diese durch das Spannungsverhältnis $(R_6 + R_3) : R_2$ bestimmt wird, ist die Gegenkopplung bei Wiedergabe geringer als bei Aufnahme.

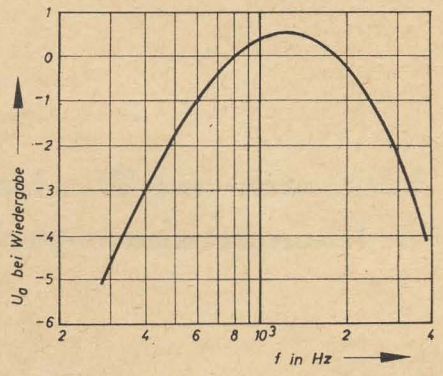


Bild 5: Frequenzgang über Band

Frequenzgang des Verstärkers

Der Frequenzgang bei Aufnahme und Wiedergabe wird weitgehend von Mikrofon und Magnettonkopf bestimmt. Der Verstärker selbst ist wegen der hohen Grenzfrequenz von Silizium-Planartransistoren extrem breitbandig. Sein Frequenzgang ist nur insofern beeinflußt, als die Verstärkung nach den Höhen durch frequenzabhängige Gegenkopplung angehoben wird. In den angegebenen Schaltungen besteht das Koppelnetzwerk aus den Widerständen R_2, R_3, R_5 und R_6 und dem Kondensator C_2. Das bringt einen Gewinn von etwa 6 dB bei 3 kHz und trägt somit zu einer besseren Wiedergabequalität bei. Den Frequenzgang über Band zeigt Bild 5.

Verstärkung in Aufnahmestellung

Bei der Aufnahme liegt das Mikrofon am Eingang zwischen der Basis des Transistors T_1 und Masse. Als Arbeitswiderstand

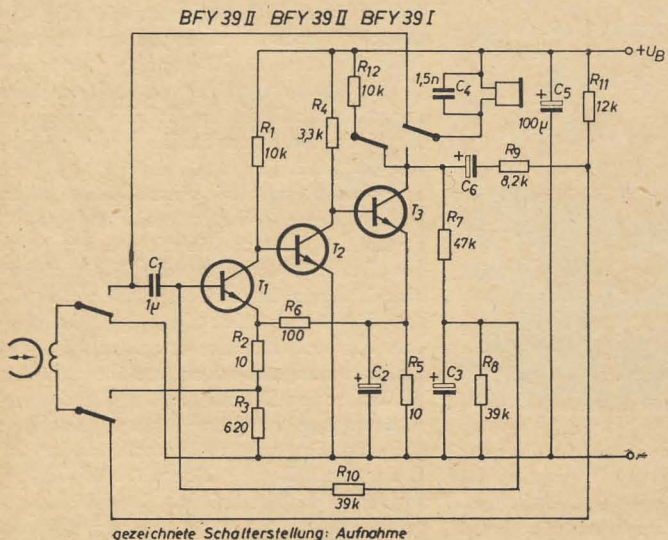


Bild 3: Die Schaltung nach Bild 2 wurde entsprechend geändert, um einen konstanten Ausgangswiderstand zu erhalten

für den Transistor T_3 erscheint der Magnettonkopf mit einem ohmschen Vorwiderstand von 6,8 kΩ. Der ohmsche Widerstand des Magnettonkopfes beträgt 200 Ω, seine Induktivität 120 mH. Liegt die Kollektorspannung des Transistors T_3 auf $U_{B/2}$, so fließt bei $U_B = 4$ V ein Kollektorstrom von $\approx 300\ \mu$A.
Der induktive Widerstand bei 1 kHz ist

$$x_L = L \cdot \omega$$

$$x_L = 120\ \text{mH} \cdot 1000\ \text{Hz} \cdot 2\pi = 754\ \Omega$$

Der Lastwiderstand setzt sich aus dem induktiven und dem ohmschen Widerstandsanteil des Magnettonkopfes und seines Vorwiderstandes zusammen. Er errechnet sich wie folgt

$$Z^2 = x_L^2 + (R_v + R_T)^2$$

$$Z = \sqrt{754^2 + (6{,}8\ \text{k}\Omega + 200\ \Omega)^2}$$

$$Z = 7{,}05\ \text{k}\Omega$$

Der Lastwiderstand für T_3 beträgt also bei Aufnahme ≈ 7 kΩ. Der Aufsprechstrom ist max. 150 μA. Die am Ausgang zur Verfügung stehende NF-Spannung muß demnach $\approx 1\ V_{eff}$ sein. Die Spannungsverstärkung des Transistors T_3 errechnet sich ungefähr zu

$$V_S \approx 20 \cdot \lg \frac{R_L}{\frac{U_T}{I_E} + R_E} \quad \text{in dB}$$

Darin ist $U_T = k \cdot T_i/q$ die Temperaturspannung, 26 mV bei $T_i = 25$ °C, $I_E = 0{,}3$ mA, der Emittergleichstrom des Transistors und R_E der äußere Emitterwiderstand des Transistors.

$$V_S \approx 20 \cdot \lg \left(\frac{7 \cdot 10^3\ \Omega}{\frac{26 \cdot 10^{-3}\ \text{V}}{3 \cdot 10^{-4}\ \text{A}} + 9{,}5\ \Omega} \right) \approx 37\ \text{dB}$$

Der Eingangswiderstand h_{11e} der Transistorstufe in Emitterschaltung folgt der Gleichung

$$h_{11e} \approx \frac{U_T}{I_E} \cdot h_{21e}$$

Der Emittergleichstrom ist 0,3 mA. Für den Transistor BFY 391 ist bei einem Kollektorstrom von 0,3 mA, $h_{21e} > 30$. In die Gleichung muß noch der äußere Emitterwiderstand R_E, der sich aus einem Wirk- und einem Blindwiderstand zusammensetzt, aufgenommen werden. Die Gleichung lautet dann

$$h_{11e} \approx \left(\frac{U_T}{I_E} + R_E \right) \cdot h_{21e}$$

$$h_{11e} \approx \left(\frac{26 \cdot 10^{-3}\ \text{V}}{3 \cdot 10^{-4}\ \text{A}} + 9{,}5\ \Omega \right) \cdot 30$$

für β_{min} ergibt sich h_{11e} mit $\approx 2{,}75$ kΩ.
Der Eingangswiderstand des Transistors T_3 liegt dem Arbeitswiderstand des Transistors T_2 parallel. Der Lastwiderstand für T_2 ist danach

$$R_L = \frac{h_{11e\,T_3} \cdot R_a}{h_{11e\,T_3} + R_a} \approx 1{,}5\ \text{k}\Omega$$

Der Emittergleichstrom beträgt 1 mA. Ein äußerer Emitterwiderstand ist nicht vorhanden. Die Spannungsverstärkung des Transistors T_2 errechnet sich zu

$$V_s = 20 \lg \left(\frac{1{,}5 \cdot 10^3\ \Omega}{\frac{26 \cdot 10^{-3}\ \text{V}}{10^{-3}\ \text{A}}} \right) \approx 32\ \text{dB}$$

Sein Eingangswiderstand ist bei einem angenommenen h_{21e} von > 100 für den Transistor BFY 39 II

$$h_{11e} \approx \frac{26 \cdot 10^{-3}\ \text{V}}{10^{-3}\ \text{A}} \cdot 100 \approx 2{,}6\ \text{k}\Omega$$

Der Eingangswiderstand von T_2 liegt dem Arbeitswiderstand von T_1 parallel. Der Lastwiderstand für den Transistor T_1 ist demnach

$$R_L = \frac{h_{11e\,T_2} \cdot R_a}{h_{11e\,T_2} + R_a} \approx 2\ \text{k}\Omega$$

Die Spannungsverstärkung des Transistors T_1 errechnet sich bei einem Emitterstrom von 0,38 mA und einem äußeren Emitterwiderstand von 630 Ω zu

$$V_s = 20 \lg \left(\frac{2 \cdot 10^3\ \Omega}{\frac{26 \cdot 10^{-3}\ \text{V}}{3{,}8 \cdot 10^{-4}\ \text{A}} + 630\ \Omega} \right) \approx 9\ \text{dB}$$

Die Gesamtverstärkung setzt sich aus der Verstärkung der einzelnen Stufen zusammen. Sie beträgt ohne Gegenkopplung $\approx 8000 = 78$ dB. Bei einer Eingangsspannung von 1,5 mV würde sich eine Ausgangsspannung $1{,}5\ \text{mV} \cdot 8000 = 12\ V_{eff}$ ergeben. Die erforderliche Ausgangsspannung beträgt $1\ V_{eff}$. Die Gesamtverstärkung ist deshalb durch eine Gegenkopplung auf 500 zu reduzieren. Das heißt, eine gegenkoppelnde Spannung am Emitterwiderstand des Transistors T_1 muß so groß sein, daß die steuernde Spannung zwischen Basis und Emitter von T_1 $1\ \text{V}/8000 \approx 125\ \mu$V beträgt. Das Mikrofon liefert $\approx 1{,}5$ mV Ausgangsspannung. Der Spannungsteiler $R_6 : (R_2 + R_3)$ muß deshalb so ausgelegt sein, daß die am Emitterwiderstand des Transistors T_3 stehende NF-Spannung $U = I/Y = 150\ \mu\text{A}/105\ \text{mS} = 1{,}45$ mV auf etwa 1,3 mV an den Widerständen $R_2 + R_3$ reduziert wird. Der Verstärker kann auch so ausgelegt werden, daß sich ohne Gegenkopplung die erforderliche Gesamtverstärkung ergibt. Man muß dann allerdings Nachteile in Kauf nehmen. Es gehen sämtliche Exemplarstreuungen der Transistoren auf die Gesamtverstärkung ein, die durch eine Gegenkopplung über alles weitgehend kompensiert werden.

Verstärker in Wiedergabestellung

Bei Wiedergabe liegt der Magnettonkopf am Eingang an der Basis von T_1 und über R_3 nach Masse. Als Emitterwiderstand ist nur R_2 mit 10 Ω wirksam. R_3 wird zu R_6 addiert und reduziert die Gegenkopplung vom Emitter des Transistors T_3 auf den Emitter des Transistors T_1. Als Arbeitswiderstand für T_3 erscheint jetzt das Mikrofon mit einer Impedanz von 500 Ω

HANDBÜCHEREI ELEKTRONIK

In der letzten Folge der „Handbücherei Elektronik" zeigten wir Ihnen, wie notwendig es ist, in Zukunft der Entwicklung des „mobilen Buches" mehr Aufmerksamkeit zu schenken. In dieser Folge werden wir Sie nun mit einigen möglichen Varianten des „mobilen Buches" vertraut machen.
Eine dieser Varianten ist bereits jedem Leser bekannt. Es handelt sich hierbei um Broschüren, die im Rahmen einer Buchreihe herausgegeben werden. Der Leser kann sich bestimmte Titel aus der Reihe auswählen und diese zu einem seinem Bedarf entsprechenden Handbuch zusammenstellen. Vom VEB Verlag Technik sind zu diesem Zweck die Reihen „Automatisierungstechnik" und „Kleine Bibliothek für Funktechniker" herausgegeben worden.
Eine weitere Form des „mobilen Buches" wäre die „Lose-Blatt-Sammlung", die sich besonders für solche Fachthemen eignet, die sich z. Z. im Entwicklungsstadium befinden (z. B. das Thema: Molekularelektronik). Allerdings würde diese Form der Literatur große Schwierigkeiten beim Vertrieb durch den Buchhandel mit sich bringen. Zweckmäßiger wäre es deshalb, Ergänzungsbände, evtl. auch in Broschurform, herauszugeben. Der Leser braucht sich dann nicht mehr die folgenden Auflagen eines Buches zu kaufen, die häufig nur einen geringen Prozentsatz an Neuwert gegenüber den früheren Auflagen enthalten. Diese Literaturform würde sowohl für den Verlag als auch für den Käufer einen ökonomischen Nutzen gegenüber der alten Methode ergeben.
Für die Verlage gilt es aber für die Zukunft noch einen besonderen Umstand zu berücksichtigen: Die Technik erweitert sich sehr stark, so daß neue Fachdisziplinen geboren werden und sich die bestehenden Fachgebiete durch Spezialisierung in weitere selbständige Fachgebiete aufspalten. Da nun für jedes Fachgebiet die entsprechende Literatur gefordert wird, ergibt sich automatisch ein größeres Buchangebot im Buchhandel. Die Ausgaben der Techniker für Bücher steigen jedoch nicht im gleichen Verhältnis wie die Buchproduktion, so daß als Folge hiervon die Auflagenhöhen der einzelnen Titel erheblich gesenkt werden müßten. Soll ein Verlag unter diesen Umständen noch rentabel arbeiten, dann müßten die Buchpreise bedeutend erhöht werden. Einen Ausweg aus dieser Situation kann nur eine sinnvolle Literaturplanung ermöglichen. Diese Planung muß sich, wenn es auch erst nach längerer Zeit möglich sein wird, darauf konzentrieren, für bestimmte Fachgebiete Grundlagentitel zu entwickeln, die von ihrem Inhalt her auch die Grundlage für eine große Anzahl von Büchern mit spezieller Thematik bilden müssen. Wir hätten hiermit für mehrere Fachgebiete ein Grundlagenwerk und die dazugehörigen Ergänzungsbände, also wieder das „mobile Buch". Die Herausgabe dieser Literatur wird für den Verlag ökonomischer, und für den Fachmann wird die angebotene Literatur preisgünstiger, und was besonders wichtig ist, sie wird übersichtlicher. Zur Schaffung derartiger Literatur ist jedoch das Zusammenarbeiten der Ausbildungsstätten und der Industrie mit den Verlagen eine unbedingte Voraussetzung.
Wir würden uns freuen, wenn wir auch Ihre Meinung zu diesen Problemen erfahren könnten. Ihre Redaktion

bei 1 kHz, Gleichstromwiderstand 420 Ω. Die Kollektorspannung bleibt durch die Gleichstromkopplung der drei Transistorstufen $U_{B/2}$. Es fließt ein Kollektorgleichstrom von 4,75 mA. Die Spannungsverstärkung wird dann

$$V_s = 20 \lg \left(\frac{500\ \Omega}{\frac{26 \cdot 10^{-3}\ V + 10\ \Omega}{4{,}75 \cdot 10^{-3}\ A}} \right) \approx 28\ dB$$

Das sind 9 dB weniger als bei Aufnahme.

$$\text{Eingangswiderstand } h_{11e} \approx \left(\frac{U_T}{I_E} + R_E \right) \cdot h_{21e}$$

h_{21e} kann mit > 35 für den Transistor BFY 39 I bei 5 mA Emitterstrom angenommen werden.

$$h_{11e} \approx \left(\frac{26 \cdot 10^{-3}\ V}{4{,}75 \cdot 10^{-3}\ A} + 10\ \Omega \right) \cdot 35 = 540\ \Omega$$

Der Eingangswiderstand des Transistors T_3 liegt dem Arbeitswiderstand des Transistors T_2 parallel. Der Lastwiderstand für T_2 ist demnach

$$R_L = \frac{h_{11e\,T3} \cdot R_a}{h_{11e\,T3} + R_a} = 465\ \Omega$$

Der Emittergleichstrom beträgt 1 mA. Ein äußerer Emitterwiderstand ist nicht vorhanden. Die Spannungsverstärkung von T_2 errechnet sich zu

$$V_s = 20 \lg \left(\frac{465\ \Omega}{\frac{26 \cdot 10^{-3}\ V}{10^{-3}\ A}} \right) \approx 26\ dB$$

Der Eingangswiderstand bleibt der gleiche wie bei Aufnahme, damit auch der Lastwiderstand für T_1, der sich ebenfalls nicht ändert. Die Spannungsverstärkung des Transistors T_1 errechnet sich bei einem Emittergleichstrom von 0,38 mA und einem äußeren Emitterwiderstand von 10 Ω zu

$$V_s = 20 \lg \left(\frac{2 \cdot 10^3\ \Omega}{\frac{26 \cdot 10^{-3}\ V + 10\ \Omega}{3{,}8 \cdot 10^{-4}\ A}} \right) \approx 28\ dB$$

Die Gesamtspannungsverstärkung setzt sich wieder zusammen aus der Verstärkung der einzelnen Stufen. Sie beträgt ohne Gegenkopplung ≈ 18 000 oder ≈ 82 dB. Durch die Gegenkopplung von 1:6 wird die Gesamtverstärkung auf 3000 reduziert. Der Magnettonkopf liefert eine Spannung von 400 μV, die auf etwa 1,2 V verstärkt werden muß. Die Berechnung des Gegenkoppelnetzwerkes kann in der gleichen Weise vorgenommen werden, wie im Abschnitt „Verstärker in Aufnahmestellung" bereits beschrieben.

Nach SEL-Unterlagen

Technische Daten

Batteriespannung:	3···4,5 V
Bezugsspannung:	4 V
Ausgangsleistung:	3 mW bei Wiedergabe
Frequenzbereich:	300 Hz bei 3 kHz
Aufnahme- und Wiedergabekopf:	MK 407
Gleichstrom für Vormagnetisierung:	0,3 mA
Aufsprechstrom max:	150 μA
U_G bei Wiedergabe:	400 μV max.
Exponentialtrichtermikrofon Impedanz bei 1 kHz:	500 Ω
Gleichstromwiderstände:	420 Ω
U_G als Mikrofon:	≈ 2 mV

Literatur

[1] Grundig: Technische Information, Heft August 1964

[2] Lauckner, H.: Miniaturschaltung in SEL-Dünnfilmtechnik. Voraus-Sonderdruck aus SEL-Nachrichten 1964

[3] Stone Jr., H. A.: A system of tantalum film microcircuitry. In Microminiaturization, Proc. AGARD Conf. Oslo 1961, Pergamon Press, 1962, S. 186–196

[4] Basseches, H.: The oxydation of sputtered tantalum films and its relationship to the stability of the electrical resistance of these films. IRE Transact. CP 8 (1961), S. 51–56

[5] Mielke, H., Sydow, R.: NF-Verstärker mit hohem Eingangswiderstand

Bestimmung von Widerständen durch Strom- und Spannungsmessungen

Oft müssen Widerstände mit größerer Genauigkeit gemessen werden, wobei ein Ohmmeter, wie es der Amateur besitzt, nicht ausreicht. Der Wert des Widerstandes kann durch Strom- und Spannungsmessung bestimmt werden.
Dazu stehen zwei Meßschaltungen zur Verfügung, wie sie in den Bildern 1 und 2 dargestellt sind. Bei jeder Meßschaltung wird jedoch eine Meßgröße durch die Einwirkung des anderen Meßinstrumentes mit einem Fehler behaftet.
Bei der Meßschaltung 1 wird U richtig, aber I falsch gemessen.

$$I' \neq I, \quad \text{da} \quad I = I' - \Delta I$$

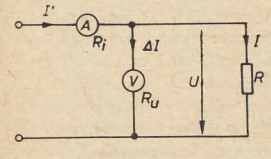


Bild 1: Meßschaltung 1: U wird richtig, aber I falsch gemessen

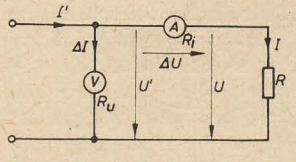


Bild 2: Meßschaltung 2: I wird richtig, aber U falsch gemessen

Daraus wird

$$R = \frac{U}{I} = \frac{U}{I' - \Delta I}$$

Der relative Meßfehler $\Delta I : I$ wird geringer, wenn ΔI klein gehalten wird, was durch großen Instrumentenwiderstand R_u erreicht werden kann. Bei gegebenem R_u wird der Meßfehler dann geringer, wenn der zu messende Widerstand R einen kleinen Wert hat.
Bei der Meßschaltung 2 wird I richtig, aber U falsch gemessen.

$$U' \neq U, \quad \text{da} \quad U = U' - \Delta U$$

Daraus wird

$$R = \frac{U}{I} = \frac{U' - \Delta U}{I}$$

Hier wird der relative Meßfehler $\Delta U : U$ bei kleinem Instrumentenwiderstand R_i oder größerem Wert des zu messenden Widerstandes R geringer.
Es ist zu ersehen, daß für zu messende kleine Widerstände die Meßschaltung 1 und für zu messende große Widerstände die Meßschaltung 2 besser geeignet ist. Die Wahl der Meßschaltung kann durch eine einfache Rechnung getroffen werden, wobei die Instrumentenwiderstände R_u und R_i bekannt sein müssen.
Bei beiden Meßschaltungen tritt dann der gleiche Meßfehler auf, wenn

$$\Delta I : I = \Delta U : U$$

ist, d. h., wenn

$$R : R_u = R_i : R$$

ist. Daraus wird

$$R^2 = R_i \cdot R_u \qquad R = \sqrt{R_i \cdot R_u}$$

Liegt der zu messende Widerstand unter dem errechneten Wert, so ist die Meßschaltung 1, anderenfalls die Meßschaltung 2, anzuwenden.

Der relative Meßfehler für die Meßschaltung 1 wird durch

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{R}{R_u}$$

und für die Meßschaltung 2 durch

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{R_i}{R}$$

bestimmt.

Bei guten Meßinstrumenten (Universalmeßgerät vom VEB Gerätewerk Karl-Marx-Stadt o. ä.) wird im ungünstigsten Fall, d. h., wenn $\Delta I : I = \Delta U : U$ ist, der prozentuale Meßfehler nicht höher als 1% sein. Durch Wahl anderer Meßbereiche bzw. Erhöhung der Spannung kann dieser Meßfehler vernachlässigbar klein gehalten werden. Es bleiben dann noch lediglich die durch die Meßwerke bedingten Meßfehler. Diese sind, um mit dem ungünstigsten Fall zu rechnen, zu addieren.

Diese kleine Rechnung wird sich im gegebenen Fall immer lohnen. *Horst Weber*

Fachbücher

Harry Jubisch

Klimaschutz in der Nachrichtentechnik

VEB Verlag Technik, Berlin

etwa 356 Seiten, 104 Bilder, 60 Tafeln, Kunstleder 20,– MDN

Der Klimaschutz ist besonders im Hinblick auf den Export empfindlicher elektronischer Apparaturen in klimatisch exponierte Gebiete von ausschlaggebender Bedeutung für die Funktionstüchtigkeit der Erzeugnisse. In diesem Buch werden alle Aspekte dieses großen und vielseitigen Gebietes umfassend behandelt.

Die systematische Bearbeitung des Klimaschutzes besteht im wesentlichen in der Erfassung und Klassifizierung der möglichen Klimaeinflüsse und ihrer Auswirkungen auf die Geräte, ferner in der Entwicklung von Schutzmaßnahmen gegen diese Einflüsse sowie von Prüfmethoden.

Die fünf Hauptabschnitte des Buches entsprechen diesen Gesichtspunkten.

Im ersten Abschnitt werden die physikalischen und meteorologischen Grundlagen, die für den Klimaschutz von Bedeutung sind, behandelt.

Der zweite Abschnitt befaßt sich mit den Auswirkungen klimatischer Einflüsse auf elektronische Geräte.

In dem sehr umfangreichen dritten Abschnitt werden die Schutzmaßnahmen erläutert. Die Möglichkeiten zur Erhöhung der Beständigkeit gegen Umwelteinflüsse sind systematisch geordnet und entsprechen dem neuesten Stand der Technik.

Abschnitt 4 gibt einen Einblick in die Möglichkeiten der modernen Klimaprüftechnik, Abschnitt 5 behandelt die mechanische und dynamische Beanspruchung der Erzeugnisse.

Kaufe „radio und fernsehen" 1958–1963, gut erhalten, komplett mit Inhalts-Verzeichnis und Beilage. Prade, 1199 Berlin, P.-Kast.-Straße 57, Telefon 576 001 36

Verkaufe „radio und fernsehen", Jahrgänge 1953 bis jetzt, 300,– MDN. W. Quaas, 9904 Jößnitz (Vgtl.), Plauensche Straße 30

Röhrenvoltmeter URV 1
noch nicht gebraucht,
520,— MDN, zu verkaufen.
Haupt, Neugersdorf/Sachsen
Waldstraße 2

Funktechnik 1947/50/52 – 65,
je Heft 1,20 MDN
Funkamateur 1961 – 65,
je Heft 0,50 MDN, zu verkaufen.
Zuschriften an HP 397 465 DEWAG Hochhaus, 806 Dresden

Unsere Auslands-Abonnenten
bitten wir, schon heute um die
Auftragserteilung für das Jahresabonnement 1966
bemüht zu sein. Sie sichern sich dadurch rechtzeitigen Anschluß an das jetzt laufende Abonnement.

Johannes Krumpe
RUNDFUNK- UND ELEKTROHAUS
925 MITTWEIDA/SA., MARKT 4, TELEFON: 2469
Große Auswahl in Transistoren sowie Bastlerteilen für Rundfunk- und Fernsehen. Fordern Sie bitte meine neueste Angebotsliste an.

Kondensator-Mikrofone
in Studioqualität für alle Verwendungszwecke
Mikrofon-Zubehör und Steckverbindungen
Bitte fordern Sie unsere Prospekte an.
NEU im Vertriebsprogramm:
Netzanschlußgeräte N 61 V und UN 61 V
mit eingebautem Transistor-Verstärker zum direkten Anschluß unserer Mikrofone an einen Kraftverstärker. In die Netzgeräte N 57, UN 57, N 61 und UN 61 kann der Verstärker kurzfristig eingebaut werden.
NEUMANN
GEORG NEUMANN & CO.
Elektrotechnisches Laboratorium
6552 GEFELL/VOGTLAND – RUF: 185

Verkaufe:
Jg. 52 bis 60 radio und fernsehen
Jg. 47 bis 61 Funktechnik
Jg. 58 bis 60 msr.
Unterstab, 8019 Dresden, Mosenstraße 2 b

TRAFOBLECHE
gestanzt u. geschnitten nach T G L oder Werksnormen liefert aus Dynamoblech o.35 oder o.5 mm dick
Wehrs
8028 DRESDEN 28
Clara - Viebig - Straße 5

Beseitigen Sie Kontaktstörungen an der Potentiometer-Schleifbahn stets mit
Spezial-Wellenschalteröl »d«
Rundfunk-Spezialist Fr. Granowski, 6822 Rudolstadt 2/Thür.

Die Fundgrube

für den Funkamateur und Bastler

Das führende Fachgeschäft Thüringens hält für Sie ein umfangreiches Sortiment an Rundfunk-, Fernseh-ersatz- und Zubehörteile bereit:
Transistoren, Dioden, Empfängerröhren, Widerstände, Kondensatoren, Lautsprecher, UKW-Fernsehtuner, Leiterplatten, Transformatoren, Gehäuse, UKW- und Fernsehantennen sowie Antennenzubehör.

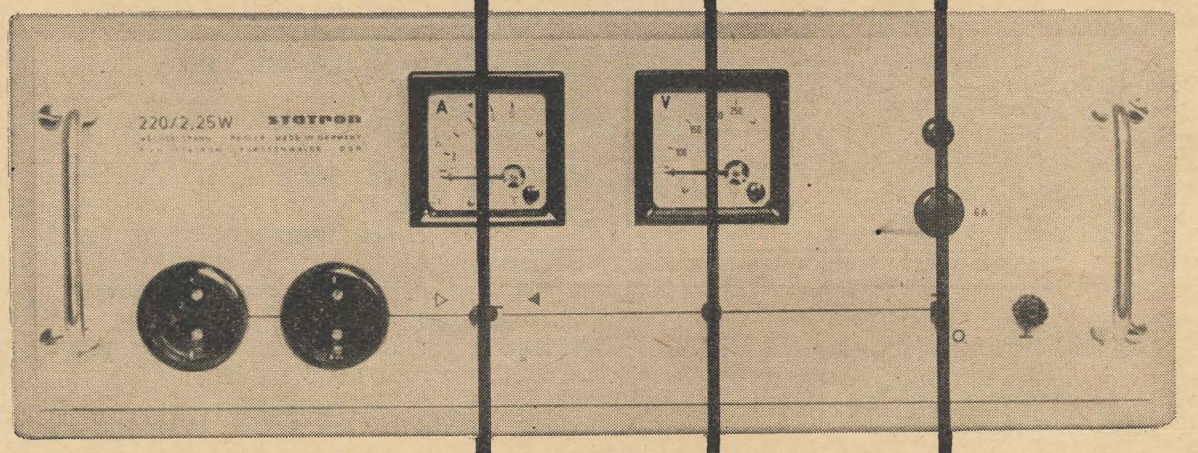
Thüringenfunk

50 ERFURT, Trommsdorffstraße 1a

JOSEF ZEMAN i.Verw.

Schichtwiderstände – radial –
0,05 – 0,125 – 0,05 – 0,125 Watt
Schichtwiderstände – radial –
0,125 – 0,005 0,125 – 0,05 Watt
Schichtwiderstände – radial –
0,05 – 0,125 – 0,05 – 0,125 Watt
Schichtwiderstände – radial –
0,125 – 0,005 0,125 – 0,05 Watt
Schichtwiderstände – radial –
0,05 – 0,125 – 0,05 – 0,125 Watt
Schichtwiderstände – radial –
0,125 – 0,005 0,125 – 0,05 Watt
Schichtwiderstände – radial –
0,05 – 0,125 – 0,05 – 0,125 Watt
Schichtwiderstände – radial –
0,125 – 0,005 0,125 – 0,05 Watt

ROSSWEIN – Wehrstraße 8



Wechselspannungsregler
220/2,25 W

Ausgangswechselspannung 220 V um etwa ± 10 V fein einstellbar

Eingangswechselspannung:
Stellung 1 0 ··· 500 W
186 ··· 242 V
Stellung 2 0 ··· 1000 W
204 ··· 231 V

Frequenz der Eingangs- und Ausgangsspannung: 50 Hz ± 3 %

Änderung der Effektiv-Ausgangsspannung: ≦ ± 0,05 % bei Änderung der Eingangsspannung innerhalb des Regelbereiches und Laständerungen von 0 ··· Vollast bei 220 V Ausgangsspannung

Regelzeitkonstante: ≦ 0,1 s

Klirrfaktor: ≦ 3 %

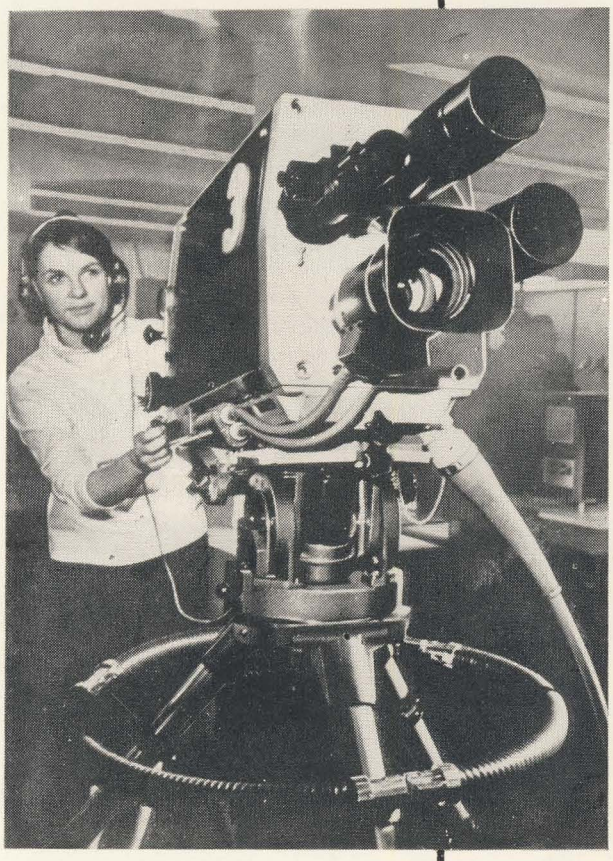
Abmessungen:
Höhe 198 mm
Breite 550 mm
Tiefe 310 mm

Masse: etwa 28 kg

STATRON

STATRON

124 FÜRSTENWALDE/SPREE
EHRENFRIED-JOPP-STRASSE 59



Immer wieder ein Erlebnis!

Wenn Übertragungen aus dem gesellschaftlichen Leben am Bildschirm oder Lautsprecher das Gefühl des Mitdabeiseins und Miterlebens erwecken, dann hat die Technik auf den Zwischenstationen ein gut Stück Arbeit geleistet.

Unsere modernen Fernsehkameras, Bildgeber-Kontroll- und -Bediengeräte ermöglichen eine einwandfreie Aufnahme- und Regietechnik in Fernsehsendern, Studios sowie auf Reportagen und dienen der qualitativen Beurteilung von Fernsehbildern.

Unsere hochwertigen Regie- und Magnettonanlagen garantieren eine originalgetreue Aufnahme und Wiedergabe von Sprache, Musik und technischen Frequenzen.

Mit unseren Geräten wird jede Fernseh- oder Tonübertragung zu einem wahren Erlebnis.

Bedienen Sie sich unserer langjährigen Erfahrung und lassen Sie sich bei Neueinrichtungen oder Erweiterungen von Studios oder Betriebs- und Stadtfunkanlagen von unseren Fachingenieuren beraten. Wir sind stets zu Ihren Diensten.

VEB STUDIOTECHNIK BERLIN

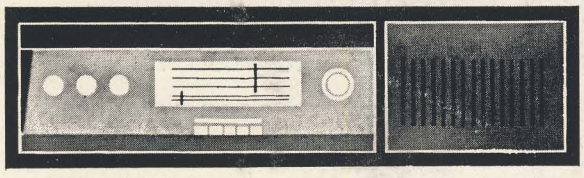
102 Berlin Rungestraße 25-27 Ruf 276091

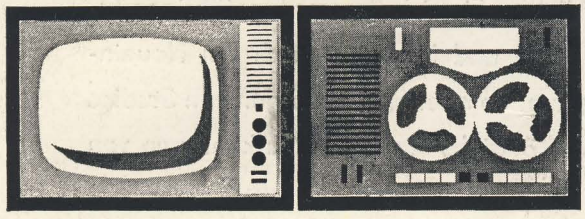
RFT

EMPFÄNGER RÖHREN

ELEKTRONIK – WEGBEREITER DES TECHNISCHEN FORTSCHRITTS

Millionenfach bewähren sie sich täglich in Rundfunk- und Fernsehempfängern, Meßgeräten und Sendeanlagen. Noch immer sind sie eines der sichersten und billigsten aktiven Bauelemente

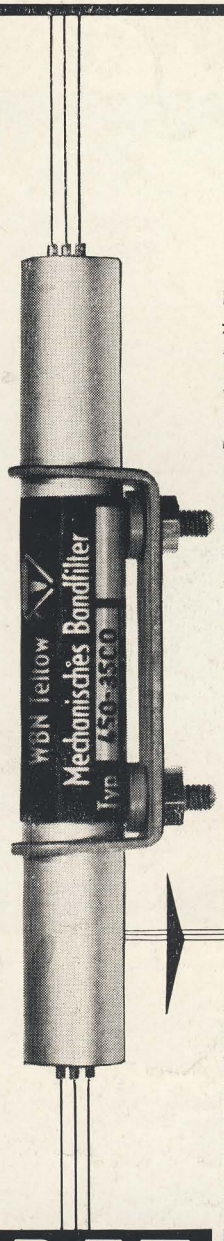




RFT electronic

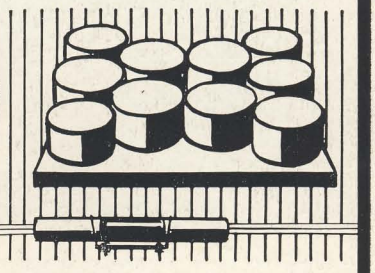
VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK
116 BERLIN-OBERSCHÖNEWEIDE
OSTENDSTRASSE 1-5 · FERNRUF: 632841

WF



Der Vergleich zeigt den Raumvorteil

Funktionssichere Geräte für eine zuverlässige Übertragung von Informationen gewinnen unter dem Aspekt des schnellen technischen Fortschritts ständig an Bedeutung... Minimale Ausmaße und Masse gehören dabei zu den konstruktiven Faktoren, die den Entwicklungsstand mit kennzeichnen.
RFT - Magnetomechanische Bandfilter ermöglichen im Vergleich zu einem Quarzfilter mit etwa gleichen Eigenschaften eine bedeutend günstigere Lösung des Raumproblems.



Zu diesem kommen noch weitere entscheidende Vorteile: hohe Selektion, große mechanische Festigkeit, geringe Temperaturabhängigkeit der Kennwerte. Die Masse beträgt je nach Typ nur 30 – 100 g.
Bitte fordern Sie von uns ausführliches Informationsmaterial über

RFT-Magnetomechanische Bandfilter

Benutzen Sie dazu bitte den Kupon dieser Anzeige. Zu speziellen Auskünften sind wir außerdem gern bereit.

RFT electronic

WBN TELTOW

KUPON

WBN TELTOW, Abt. 13 Werbung
153 Teltow, Ernst-Thälmann-Str. 10

Bitte übersenden Sie uns/mir Informationsmaterial über RFT-Magnetomechanische Bandfilter

Bemerkungen

Name Abteilung

Betrieb

Adresse